

VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

**Návrh a realizace výkonové části pulzního měniče pro
pohon kamerového systému**

Design and realization of the pulse power converter for
drive the camera system

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Jiří Pasečný**
Studijní program: N2649 Elektrotechnika
Studijní obor: 2612T015 Elektronika
Téma: **Návrh a realizace výkonové části pulzního měniče pro pohon
kamerového systému**
**Design and Realization of the Pulse Power Converter for Drive the
Camera System**

Zásady pro vypracování:

1. Rozeberte možnosti regulace elektrického pohonu malého výkonu napájeného z mobilního napájecího zdroje.
2. Specifikujte možnosti řešení pulzních měničů s integrovanými koncovými stupni.
3. Na základě pokynů vedoucího diplomové práce navrhněte a realizujte laboratorní vzorek výkonové části pulzního měniče.

Seznam doporučené odborné literatury:

www.maxonmotor.com

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Václav Sládeček, Ph.D.**

Datum zadání: 18.11.2011

Datum odevzdání: 04.05.2012



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Poděkování

Tímto chci poděkovat vedoucímu mé diplomové práce Ing. Václavu Sládečkovi, Ph.D. za cenné rady, věcné připomínky a značnou trpělivost.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě...*4.5.2012*...

Jiří Pasečný.....
Jiří Pasečný

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a realizací pulzního měniče pro pohon stejnosměrného motoru. V první části práce jsou rozebrány vlastnosti stejnosměrných motorů a metody řízení jejich otáček. Druhá část práce je zaměřena na vlastnosti moderních integrovaných H-můstků. Obsahuje metody řízení H-můstků a jejich použití pro řízení motorů v obou směrech včetně brzdění. V této části jsou rovněž zahrnuty základní schémata pro napájení stejnosměrného motoru pulzním měničem. Další část popisuje navrhování výkonové i řídicí části pulzního měniče, postup při volbě výkonových komponent a určení jejich hodnot. Součástí práce jsou i podklady pro stavbu měniče a obsahuje základní pravidla návrhu měniče s akumulační tlumivkou.

Klíčová slova

Pulzní měnič; zvyšující měnič; akumulační tlumivka; H-můstek; stejnosměrný motor; metody řízení stejnosměrných motorů; řízení otáček; řídicí systém; BLDC; Back-EMF; výpočet ztrát

Abstract

This thesis describes the design and implementation of the pulse converter for driving the DC motor. In the first part of this work are discussed characteristics of DC motors and methods of their speed control. The second part focuses on the characteristics of modern integrated H-bridges. It contains control methods for H-bridges and their use for motor control in both directions including braking. This section also includes basic schemes for supplying DC motor from pulse converter. The next section describes the design of the power and control stage of the pulse converter, the procedure for selecting power components and determine their values. The work is also the support for the construction of the converter and contains the basic design rules for converter with storage choke.

Key words

Pulse converter; boost converter; storage reactor; H-bridge; DC motor; DC motor control methods; speed control; control system; BLDC; Back-EMF; calculation of losses

Seznam použitých symbolů a zkratek

A		Ampér
A/D		analogově digitální
Back-EMF		metoda detekování polohy hřídele z indukovaného napětí
BLDC		bezkartáčový stejnosměrný motor
C		kondenzátor, Coulomb
$c\varphi$	[Vs]	součin konstrukční konstanty stroje a hodnoty magnetického toku
CMOS/TTL		typ technologie integrovaných obvodů
DC/DC		označení stejnosměrného měniče
DC		stejnosměrný
ΔI_L		zvlnění proudu
EC		elektronicky komutovaný
EN		vstup pro zapnutí H-můstku
$^{\circ}\text{C}$		teplota
f_{SPIN}	[Hz]	spínací frekvence
Gain		zesilení
H-můstek		zapojení spínačů ve tvaru písmene H
HIGH		logická úroveň napětí
IN1, IN2		vstupy pro řízení H-můstku
I	[A]	proud
I_a	[A]	proud kotevního obvodu
I_{mot}	[A]	proud motorem
I_{sense}	[A]	snímaný proud
I_{TR}	[A]	proud tranzistorem
K, k_n		konstanta
L	[H]	indukčnost
M	[Nm]	moment
MHz		megahertz frekvence
MOSFET		unipolární tranzistor s izolovaným hradlem
min^{-1}		otáček za minutu
mm		milimetr
n		otáčky za minutu
nF		elektrická kapacita
OZ		operační zesilovač
ω	[rad/s]	úhlová rychlost
ω_{skut}	[rad/s]	skutečná úhlová rychlost
$\omega_{\text{žád}}$	[rad/s]	žádaná úhlová rychlost
PID		proporcionálně integračně derivační
PWM		pulsně šířková modulace
P_{ved}	[W]	ztrátový výkon vedením
$P_{\text{spín}}$	[W]	ztrátový výkon spínáním
P_{hrad}	[W]	ztrátový výkon v obvodu hradla
Q_{rr}	[C]	komutační náboj zpětné diody
W		Watt
R	[Ω]	elektrický odpor
R_a	[Ω]	odpor kotevního obvodu

$R_{DS(ON)}$	[Ω]	odpor tranzistoru v sepnutém stavu
R_{mot}	[Ω]	elektrický odpor motoru
$R_{stř}$		regulátor střídavy
R_{th}	[K/W]	tepelný odpor celkový
$Stř_{min}$		minimální střída
T	[s]	perioda
U	[V]	napětí
U_a	[V]	napětí kotevního obvodu
U_L	[V]	napětí na indukčnosti
U_{mot}	[V]	napětí na motoru
U_{min}	[V]	napětí
U_n	[V]	napájecí napětí
U_{IN}	[V]	vstupní napětí
U_{OUT}	[V]	výstupní napětí
U_R	[V]	napětí na rezistoru
$U_{stř}$	[V]	střední hodnota napětí
V		Volt
VD		zpětná dioda
VT		výkonový tranzistor

Obsah

1. Úvod	9
2. Možnosti regulace elektrického pohonu malého výkonu	10
2.1. Základní vlastnosti DC motorů	10
2.2. Řízení otáček předřadným odporem.....	10
2.3. Řízení otáček napájecím napětím.....	10
2.4. Mechanické vlastnosti motoru Maxon	11
2.5. Měření rychlosti otáčení	13
2.6. Vybrané metody řízení otáček.....	14
2.6.1. <i>Spojité řízení</i>	14
2.6.2. <i>Řízení pomocí PWM</i>	14
2.6.3. <i>Řízení rychlosti motoru s uzavřenou smyčkou</i>	17
2.6.4. <i>Vliv seřízení regulátoru rychlosti PID</i>	18
2.6.5. <i>Řízení rychlosti metodou $I \times R$ s uzavřenou smyčkou bez snímače</i>	19
2.6.6. <i>Funkce řídicí jednotky rychlosti pracující metodou kompenzace $I \times R$</i>	20
2.6.7. <i>Dvouhodnotové řízení</i>	20
2.7. EC motory	21
2.7.1. <i>Konstrukční provedení EC motoru</i>	21
2.7.2. <i>Princip činnosti EC motoru</i>	21
2.7.3. <i>Řízení BLDC</i>	23
2.7.4. <i>Metoda Back-EMF</i>	23
2.8. Rozběh BLDC a srovnání vlastností DC a BLDC motorů.....	23
3. Řešení pulzních měničů s integrovanými koncovými stupni	25
3.1. Řízení H-můstku	25
3.1.1. <i>Řízení logickými úrovněmi</i>	27
3.1.2. <i>Řízení volbou směru a rychlosti 1</i>	27
3.1.3. <i>Řízení volbou směru a rychlosti 2</i>	27
3.1.4. <i>Řízení invertovanou PWM</i>	28
3.2. Popis vybraných integrovaných H-můstků	28
3.2.1. <i>TLE 5206 H-můstek</i>	28

3.2.2. <i>L298 dvojitý H-můstek</i>	29
3.2.3. <i>TB6588FG třífázový PWM budič bezsenzorových BLDC motorů</i>	30
4. Realizace zvyšujícího 4 kvadrantového pulzního měniče	32
4.1. Analýza zadání a základní nástin řešení	32
4.2. Volba zapojení a návrh zvyšujícího měniče	32
4.3. Volba optimální spínací frekvence	34
4.4. Výběr řídicích a výkonových prvků	35
4.4.1. <i>Řídicí systém</i>	35
4.4.2. <i>Akumulační indukčnost</i>	35
4.4.3. <i>Tranzistor</i>	36
4.4.4. <i>Budič tranzistoru</i>	36
4.4.5. <i>H-můstek</i>	38
4.4.6. <i>Pomocné napájecí zdroje a chlazení</i>	40
4.5. Návrh desky plošného spoje	41
4.5.1. <i>Výstupní, blokovací a filtrační kondenzátory</i>	42
4.5.2. <i>Měření vstupního a výstupního napětí zvyšujícího měniče</i>	42
4.5.3. <i>Metoda regulace napětí zvyšujícího měniče</i>	43
4.5.4. <i>Zobrazovací a zadávací rozhraní snižujícího měniče</i>	43
4.5.5. <i>Ovládání H-můstku</i>	44
4.6. Programování mikrokontroléru	44
4.7. Shrnutí vlastností měniče	45
5. Výpočet ztrát	47
5.1. Výpočet ztrát na výkonovém tranzistoru	47
5.2. Výpočet ztrát pro obvod L6203	49
5.3. Výpočet ztrát diody	50
6. Závěr	52
7. Použitá literatura	53
8. Seznam příloh	54

1. Úvod

DC/DC měniče slouží ke změně amplitudy vstupního signálu napětí na jinou hodnotu amplitudy výstupního napětí. Rozvoj spínaných DC/DC měničů umožnil vývoj spínacích prvků. Oproti lineárním měničům napětí mají tyto výhody:

Nižší ztráty – tranzistor v sepnutém stavu má minimální odpor na rozdíl od regulovatelného odporu ve spojitém měniči, na kterém vzniká trvalá výkonová ztráta. Dále pracuje v oblastech na hraně aktivní oblasti, tedy při malém napětí a velkém proudu nebo velkém napětí a minimálním proudu. Spínač je navíc sepnut pouze určitou část cyklu, což dále snižuje tyto ztráty.

Vyšší impulzní výkon – pokud je spínač provozován v impulsním režimu, je z něj možné odebírat vyšší impulzní výkon než by tomu bylo u toho samého spínače v spojitém režimu.

Druhá kapitola rozebírá základní vlastnosti stejnosměrných pohonů. V této kapitole je ukázkový příklad použití DC motoru a vliv změn zatížení na rychlost otáčení. Zvláštní pozornost je kladena na vlastnosti motorů a řídicích jednotek firmy Maxon. Jsou zde uvedeny metody řízení otáček se zpětnou vazbou pomocí otáčkových čidel i bezsenzorové řízení. Následuje základní popis vlastností a principu BLDC motoru. V závěru kapitoly jsou pak srovnány oba druhy stejnosměrných pohonů.

Třetí kapitola je věnována integrovaným H-můstkům. Jsou zde shrnuty vlastnosti integrovaných obvodů včetně použitých integrovaných ochran a výkonového rozsahu. Dále kapitola obsahuje vybrané integrované obvody pro přímé napájení motorů s popisem konkrétních vlastností obvodu a ukázkou možného zapojení.

Čtvrtá kapitola se zabývá vlastním návrhem 4kvadrantového DC/DC měniče. Měnič je složen ze zvyšujícího a snižujícího měniče. Je zde uveden postup výběru výkonových i řídicích prvků. Dále jsou uvedeny výpočty použité při návrhu řídicího softwaru. Součástí kapitoly jsou i poznámky o vlivu rozložení součástek na desce plošného spoje na výsledné rušení, konkrétní metoda řízení vyrobeného měniče včetně popisu algoritmu řízení a regulace obou měničů.

Pátá kapitola je soustředěna na výpočet výkonových ztrát a dimenzování chlazení.

2. Možnosti regulace elektrického pohonu malého výkonu

2.1. Základní vlastnosti DC motorů

Pro pochopení principů regulace DC motoru je potřeba se seznámit s jeho základními vlastnostmi. Důvody používání stejnosměrných motorů, spočívají především v jejich snadném řízení a nižších pořizovacích nákladech. Mají lineární mechanické a většinou i regulační charakteristiky. Jejich hmotnost a rozměry jsou většinou menší, než u střídavých motorů stejného výkonu. Tato jejich vlastnost bývá většinou rozhodující pro nasazení ve vojenské technice.

Podle uspořádání vinutí se vyznačují velkým záběrným momentem (motory se sériovým vinutím) a poměrně malou časovou konstantou. Nejslabším článkem stejnosměrného motoru je komutátor. Ten je zdrojem jiskření, které omezuje použití DC motorů v prostředích s nebezpečím výbuchu, snižuje maximální dovolené otáčky, dále způsobuje elektromagnetické rušení a rovněž je zdrojem možných poruch. S rozvojem elektroniky v posledních letech se objevily elektronicky komutované EC motory, někdy označované jako bezkartáčové BLDC motory, kde je komutace obstarávána pomocí řídicí jednotky a tato hlavní nevýhoda DC motoru tak odpadá. Nevýhodou EC motorů je nutnost užití alespoň základní řídicí jednotky.

Pro určení způsobu řízení rychlosti otáček DC motoru, lze vyjít z rovnice pro mechanickou charakteristiku

$$\omega = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a I_a}{c\phi} = \frac{U_a}{c\phi} - \frac{R_a M}{c\phi^2} = \omega_0 - \Delta\omega \quad (\text{rad/s; V; Vs; } \Omega; \text{A; Nm}) \quad (1)$$

kde U_a je napětí na svorkách kotvy, $c\phi$ je součin konstrukční konstanty stroje a hodnoty magnetického toku, $M = c\phi \cdot I_a$ je elektromagnetický moment motoru, R_a je odpor kotevního obvodu a I_a je proud jím procházející.

Z této rovnice je zřejmé, že otáčky DC motoru závisí na napětí přiloženém ke kotevnímu obvodu. Nyní lze odvodit metody řízení DC motoru.

2.2. Řízení otáček předřadným odporem

V minulosti nejčastěji používanou metodou bylo zvyšování odporu kotevního obvodu předřadným odporem. Tím dochází ke snížení rychlosti otáčení v závislosti na zatížení motoru. Nevýhodou tohoto řešení je přeměna energie na teplo právě na tomto předřadném odporu.

2.3. Řízení otáček napájecím napětím

Tato metoda je v současnosti nepoužívanější metodou řízení DC motorů. Vychází ze závislosti rychlosti otáčení na napětí kotvy a velikosti magnetického toku

$$\omega_0 = \frac{U_a}{c\phi} \quad (\text{rad/s; V; Vs}) \quad (2)$$

Protože magnetický tok ϕ a konstrukční konstanta c stroje jsou se zanedbáním vlivu teploty neměnné (neplatí pro motory s cizím buzením), je jediná možnost řízení rychlosti otáčení právě změna kotevního napětí. V Pro řízení napětí se používá pulsně šířkové modulace PWM, kde střídáním stavů kdy je připojeno napájecí napětí a kdy není pomocí polovodičových spínačů po dobu periody, je řízena střední hodnota napětí kotvy nebo plně řízený usměrňovač, který řízením řídicího úhlu α umožňuje změnu výstupního napětí.

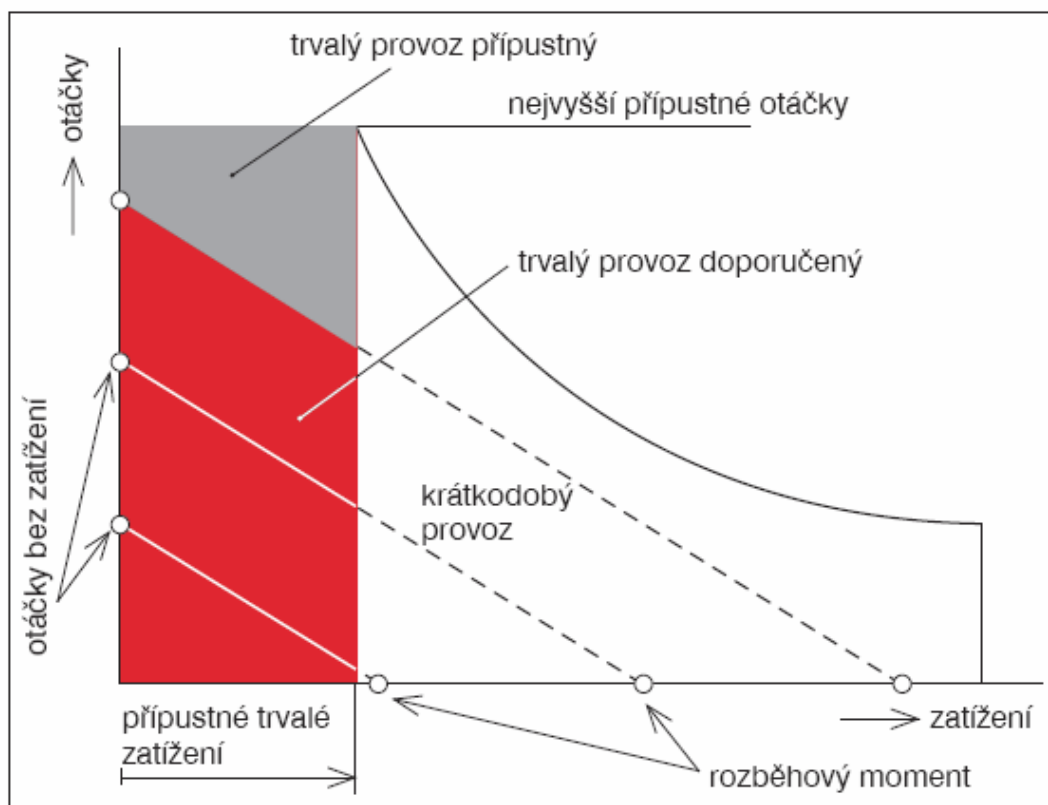
Provedení regulace závisí na požadavcích na vlastnosti pohonu a na vlastnostech použitých motorů. Pro nenáročné aplikace postačí řízení změnou napájecího napětí. Tento typ řízení motoru má ovšem značné nedostatky a v pohonech s měnícím se zatížením je takovéto řízení nevhodné. Pro lepší vlastnosti pohonu je nutné jej doplnit analogovým nebo digitálním snímačem otáček a regulační smyčkou. Vyhodnotit skutečné otáčky a na základě vložené informace o žádaných otáčkách, pak pomocí akčních zásahů změnou napájecího napětí, doregulovat případnou odchylku. Problémy vznikající na pohonu s proměnnou zátěží a vliv vlastností konkrétního motoru firmy Maxon budou vysvětleny v následujícím textu.

2.4. Mechanické vlastnosti motoru Maxon

Základem stejnosměrných komutátorových motorů Maxon DC je patentované samonosné vinutí rotoru chráněné ochrannou známkou Maxon. V porovnání s motory s konvenčním vinutím rotoru uloženým v drážkách jádra z železných plechů mají komutátory a kartáče motorů se samonosným vinutím několikanásobně delší dobu života. Při příznivých provozních podmínkách lze očekávat dobu provozního života přesahující 10 000 hodin. Vinutí umožňuje motorům dosahovat vysokých otáček kolem $10\,000\text{ min}^{-1}$. Současně mají motory s vinutím bez železného jádra malé rozměry, dynamický rozběh a lineární regulační charakteristiku. Průměr motoru je malý, protože permanentní magnet je umístěn v dutině vinutí. Například motor DC s nominálním výkonem 150 W má průměr 40 mm.[2]

Jednoduché řízení DC motorů

Otáčky motorů DC lze jednoduše nastavit pouhou změnou napájecího napětí, a to v širokém rozsahu, téměř od nuly. Jejich otáčky bez zatížení jsou přímo úměrné napájecímu napětí (obr. 1). [2]



Obr. 1. Oblasti provozu motoru DC: závislost otáček na napětí a na zatížení. Převzato z [2]

Jaká omezení je třeba při nastavení otáček respektovat, ukazuje příklad motoru v provedení A-max o výkonu 26,4 W. Motor má při jmenovitém napětí 12 V otáčky $5\,590\text{ min}^{-1}$.

Nezatížený motor lze napájet napětím od nuly do 15,7 V, kdy dosáhne nejvyšších povolených otáček $7\,300\text{ min}^{-1}$. Otáčky zatíženého motoru poklesnou o 173 min^{-1} na každý 1 mNm. Při nejvyšším trvale povoleném zatížení 12,8 mNm poklesnou otáčky ze $7\,300\text{ min}^{-1}$ na $5\,086\text{ min}^{-1}$, tj. o 30 %. K dosažení maximálních otáček, tj. $7\,300\text{ min}^{-1}$, při nejvyšším trvale povoleném zatížení 12,8 mNm, je třeba nastavit napětí 20,4 V. Při tomto napětí, se motor neprovozuje bez zatížení, protože by se nadměrnými otáčkami poškozoval komutátor. Je zřejmé, že pro jednoduché nastavení otáček napětím jsou vhodné ty motory, jejichž otáčky klesají s růstem zatížení jen pozvolna (např. provedení RE35, u něhož rychlost při plném zatížení 107 mNm poklesne o 11 %). [2]

Při nastavování napětí pro konkrétní požadavky je třeba si uvědomovat následující souvislosti. Otáčky motoru s převodovkou nemají překročit doporučené vstupní otáčky převodovky, aby se nezkracovala její doba života. Napájecí napětí neovlivňuje velikost přípustného trvalého zatížení. Napětí ovlivní pouze otáčky motoru při daném zatížení. Při existujícím zatížení mechanickým momentem lze nastavit napětí, při kterém se motor zastaví, a celý elektrický příkon se mění v teplo. Jestliže zatížení nepřesáhne přípustnou hodnotu, motor se nepřehřívá. Postupným zvyšováním napětí se motor roztočí a jeho otáčky rostou. Přírůstek napětí násobený proudem se celý přemění v mechanickou práci.[2]

Protože moment vyvíjený motorem je úměrný proudu procházejícímu vinutím, lze měřením proudu přesně zjistit moment. Je-li motor DC napájen konstantním proudem, vyvíjí konstantní moment při jakýchkoliv otáčkách v obou směrech. Při snižování napětí lineárně klesá rozběhový moment, který je přípustný jen jako krátkodobé přetížení. [2]

2.5. Měření rychlosti otáčení

Jak již bylo zmíněno, je možné řídit otáčky DC motoru pouhou změnou napětí, nicméně pro přesnější regulaci otáček motoru je nutné získávat informaci o jeho skutečných otáčkách. K tomuto účelu jsou motory osazovány tachogenerátory nebo inkrementálními snímači otáček.

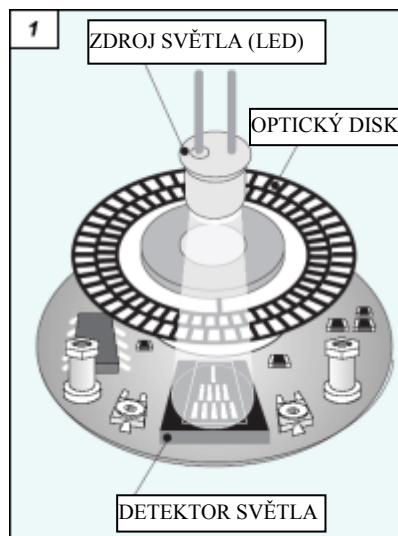
Tachogenerátor

Tachogenerátor je stejnosměrný stroj ve funkci generátoru, který je připojen na hřídel měřeného motoru a jehož výstupní napětí je úměrné otáčkám. Při použití měřicího tachogenerátoru je zapotřebí výstupní signál upravit pomocí dolní propusti, která zajistí, že rušení v signálu vzniklé konečným počtem lamel komutátoru, bude odfiltrováno. U motorů malých výkonů se této metody nevyužívá, protože měřicí tachogenerátor představuje pro motor malého výkonu značnou zátěž. Alternativou k měřicímu tachogenerátoru je inkrementální snímač otáček.

Inkrementální snímač otáček

Ten je tvořen kotoučem z neprůsvitného materiálu, ve kterém je definovaný počet výřezů. Skrze tyto výřezy prosvítá světlo ze světleného zdroje a tyto impulzy jsou zachycovány optočlenem. Výstupem jsou pravoúhlé impulzy, které jsou načítány v čítači. Pro potřebu určení smyslu otáčení je dále dovybaven druhou sadou výřezů posunutých o určitý úhel. Při otáčení jedním nebo druhým směrem je pak možno na základě předbíhání respektive zpoždování jednotlivých pulzů určit smysl otáčení hřídele.

Údaj o skutečných otáčkách, nejčastěji ve formě napětí je pak veden jako zpětnovazební signál do regulační smyčky. Ta vyhodnotí regulační odchylku a úpravou řídicího signálu, například změnou velikosti střídavé, doreguluje otáčky na žádanou hodnotu.



Obr. 2 Princip inkrementálního snímače. Převzato z [3]

2.6. Vybrané metody řízení otáček

2.6.1. Spojité řízení

Jedná se o řízení napětí na kotvě spojitým napětím nikoliv napěťovými pulzy. Toto řešení má významná omezení. Prvním z nich je maximální dovolené napájecí napětí ve většině případů do 30V. Protože je spínaný prvek provozován trvale v aktivní oblasti, vznikají na něm nezanedbatelné ztráty. K ceně samotného integrovaného obvodu je pak potřeba přičíst i náklady spojené s chlazením. Rozšíření výkonového i napěťového rozsahu stejně jako snížení ceny je samozřejmě možné použitím méně výkonných OZ doplněných o výkonový stupeň z diskretních tranzistorů. I pak však stále zůstává nedotčen základní problém každého spojitě pracujícího výkonového zesilovače daný tím, že výstupní prvky pracují v režimu, v němž jsou stále částečně otevřeny a prochází jimi značný proud, zároveň však nejsou otevřeny zcela a proto na nich vzniká značný úbytek napětí. Výsledkem je velká výkonová ztráta a obtížné chlazení výkonových prvků stejně jako zbytečné zatěžování zdroje. [4]

2.6.2. Řízení pomocí PWM

PWM je zkratka Pulse Width Modulation česky pulsně šířková modulace. Jedná se o řízení napětí pomocí pulzů vzniklých střídavým spínáním a rozepínáním napájecího napětí na zátěži po dobu periody T . Výstupní napětí pak odpovídá střední hodnotě podle

$$U_{stř} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 dt \quad (3)$$

Jednokvadrantové řízení

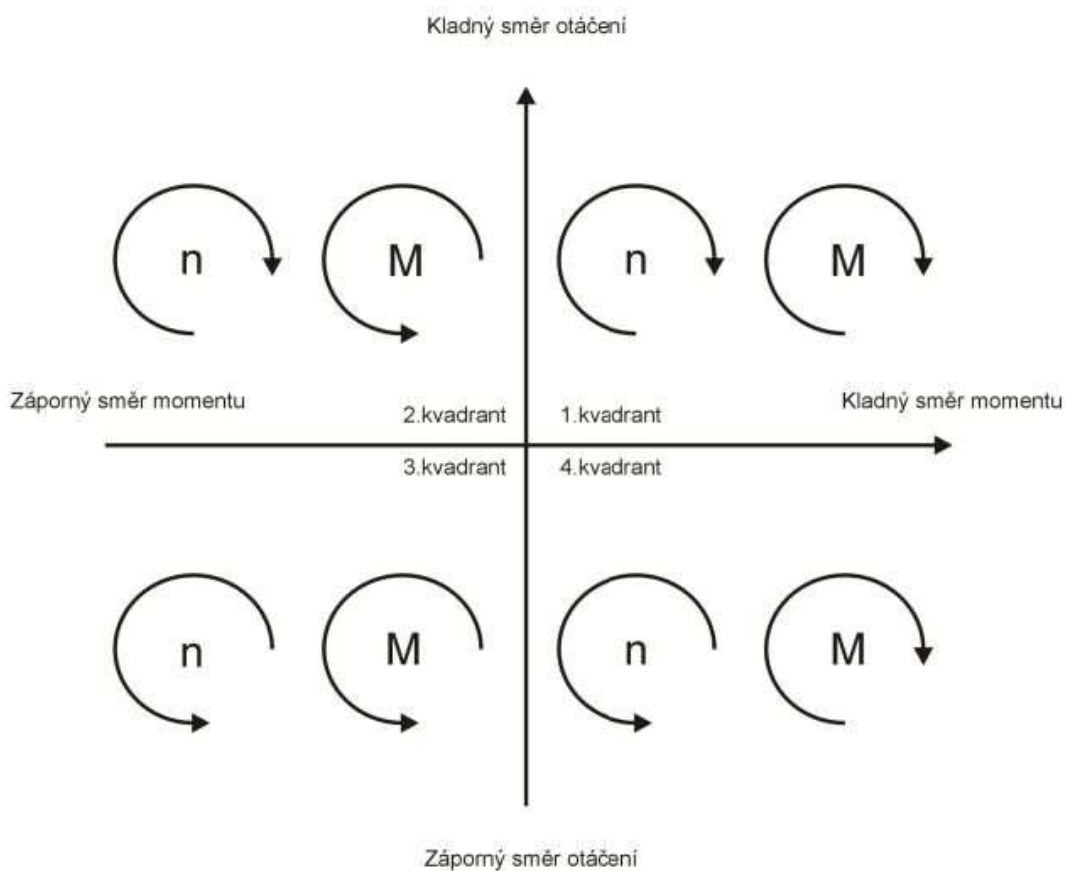
Jednokvadrantové řízení je používáno především staršími řídicími jednotkami pro řízení motorů. Jsou schopny vyvinout pouze moment ve směru otáčení hřídele motoru. Brzdění je prováděno buď do brzděného rezistoru, nebo v novějších případech zkratováním vinutí pokud je na vstup přiveden řídicí signál. Tento způsob řízení umožňuje provoz motoru pouze v jednom směru. Pokud je třeba obrátit směr otáčení, musí se změnit polarita napájecího napětí.[5]

Dvoukvadrantové řízení

Dvoukvadrantové řízení umožňuje regulaci otáček motoru v jednom směru a brzdění. V prvním kvadrantu probíhá řízení otáček, ve druhém kvadrantu je pak možné rekuperační brzdění motoru, nebo brzdění přeměnou energie na teplo. V prvním případě je motor v generatorickém stavu a elektrická energie je dodávána zpět do zdroje, ve druhém je třeba zajistit dobré chlazení motoru.[5]

Čtyřkvadrantové řízení

Čtyřkvadrantové řízení umožňuje plně využít vlastností motoru, protože umožňuje řízení otáček i brzdění motoru v obou směrech podle průběhu řídicího signálu na vstupu. V prvním a třetím kvadrantu jsou řízeny otáčky pro jeden a druhý směr, ve druhém a čtvrtém kvadrantu je možné brzdění motoru. Pokud je řídicí signál nulový, motor je v klidu. Pro tento způsob řízení se používá nejčastěji zapojení do H-můstku, kdy pro komutátorový motor se používají čtyři výkonové spínače a pro třífázový BLDC motor šest výkonových spínačů. [5]



Obr. 3 - Vyznačení směru otáčení n a momentu M pro jednotlivé kvadranty. Převzato z [5]

V 1. kvadrantu jsou otáčky urychlovány momentem, regulace otáček motoru

Ve 2. kvadrantu moment brzdí otáčky

Ve 3. kvadrantu má motor opačný chod, regulace otáček motoru

Ve 4. kvadrantu moment brzdí otáčky

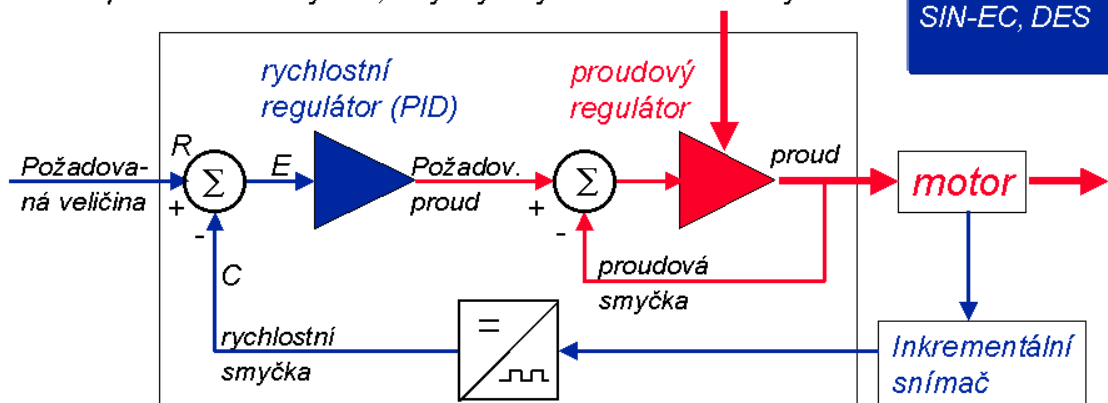
Vzhledem k tomu, že součástí této práce je konstrukce DCDC měniče pro napájení motoru, bude dále rozvedeno pouze řízení čtyřkvadrantového H-můstku a řízení otáček DC motoru pomocí změny kotevního napětí.

2.6.3. Řízení rychlosti motoru s uzavřenou smyčkou

Schéma podává obr. 4. Požadovanou veličinou je požadovaná rychlost výstupního hřídele. Výstupní veličinou je skutečná rychlost. V soustavě MAXON ji lze vyhodnotit s využitím tachodynamu nebo inkrementálního snímače s dostatečnou hustotou impulsů, obvykle 500 na jednu otáčku. [6]

Třetí možnost je využít tzv. kompenzaci $I \times R$, která nevyžaduje žádný snímač. Řídící jednotky mají přepínatelný vstup na jednu z uvedených možností. Na obr. 4 je varianta s inkrementálním snímačem, jehož impulsy zpracuje převodník v řídící jednotce na analogový signál ekvivalentní signálu z tachodynamu. Rychlostní regulátor porovnává skutečnou rychlost s požadovanou rychlostí. Jejich rozdíl je regulační odchylka. Regulační odchylka vznikne např. při změně zatížení mechanickým momentem nebo zadáním jiné požadované rychlosti. Rychlostní regulátor zpracuje regulační odchylku v režimu PID, tj. s respektováním proporcionální, integrované a derivační složky její změny. Výstupem rychlostního regulátoru je analogový slaboproudý signál požadované rychlosti. Proudový regulátor signál zesílí, aby odpovídal odběru připojeného motoru. Jednotlivé typy řídících jednotek DC výrobce MAXON se liší zejména napětím a proudem proudového regulátoru. Pro malé proudy stačí ztrátová analogová regulace jednotky LSC, pro vyšší proudy se použijí jednotky ADS 50/5 nebo ADS 50/10 s regulací proudu změnou šířky impulsů, tj. PWM. [6]

- *Rychlostní smyčka s inkrementálním snímačem*
 - zesílení záleží na nastavených parametrech (PID)
- *proudová smyčka*
 - výkonový zesilovač (MOSFET)
 - podřízená smyčka, zvyšuje dynamiku soustavy

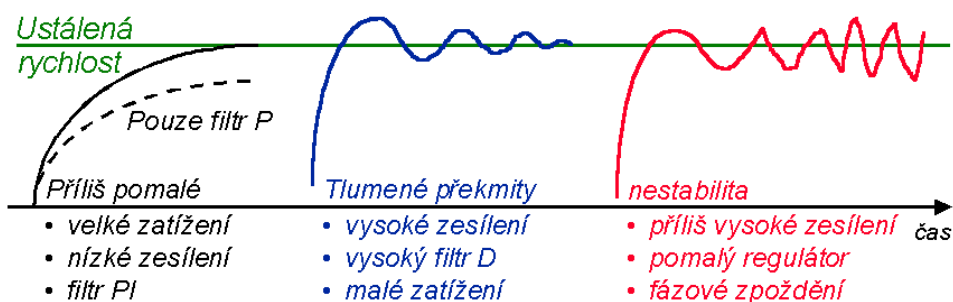


Obr. 4 Řízení rychlosti a nastavení řídící jednotky. Převzato z [6]
Pozn.: LSC, ADS, SIN-EC, DES jsou názvy řídících jednotek firmy Maxon

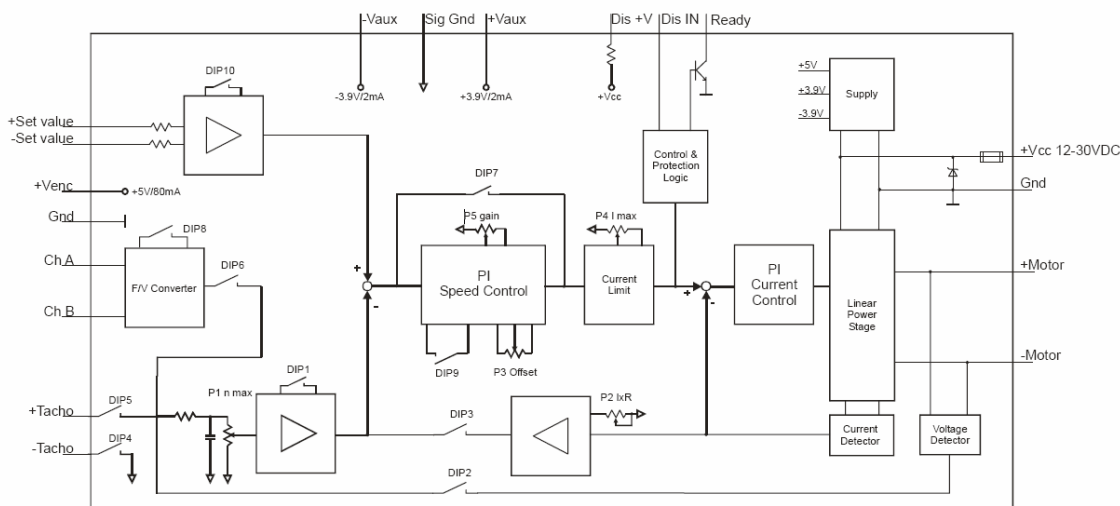
2.6.4. Vliv seřízení regulátoru rychlosti PID

Znázorníme časový průběh výstupní veličiny po skokové změně požadované rychlosti. Čárkovaný průběh rychlosti na levém diagramu obr. 5 se dosáhne s využitím pouze proporcionálního filtru regulátoru. Doplněním integračního filtru získáme průběh podle plné čáry. Rychlost dosáhne požadované hodnoty, ale průběh je pomalý. Zařazením derivačního filtru se průběh urychlí podle středního diagramu, ale mohou vzniknout tlumené překmity. Nevhodným nastavením řídicí jednotky se vytvoří netlumené kmity a nestabilita podle pravého diagramu. [6]

- Průběh dosažení *ustálené požadované rychlosti* po změně požadované rychlosti skokem
 - záleží na zesílení: nastavení potenciometru "gain" nebo X_P
 - *P* proporcionální filtr: nemůže zcela vyrovnat regulační odchylku při změně zatížení
 - *I* integrační filtr: koriguje zbylou část regulační odchylky ponechanou proporcionálním filtrem
 - *D* diferenciální filtr: zvyšuje rychlost odpovědi na odchylku



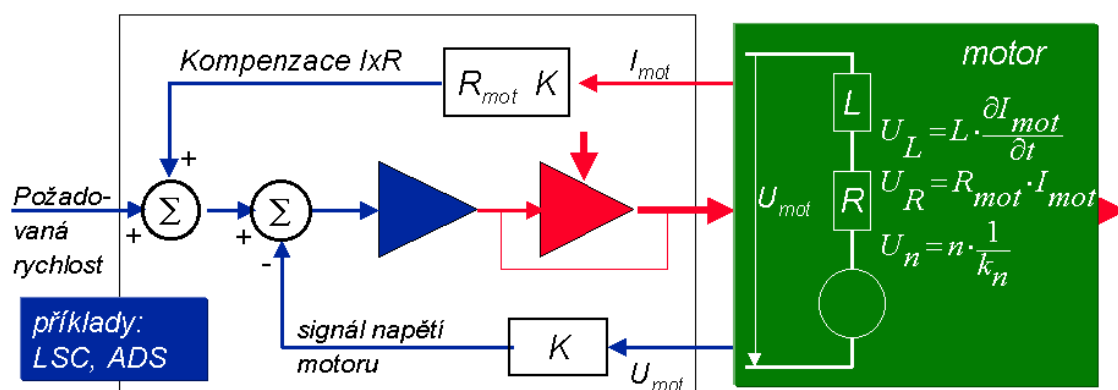
Obr. 5 Uzavřená regulační smyčka řízení rychlosti. Převzato z [6]



Obr. 6 Blokové schéma jednotky LSC, uprostřed potenciometr P5 pro nastavení zesílení. Převzato z [7]

2.6.5. Řízení rychlosti metodou $I \times R$ s uzavřenou smyčkou bez snímače

Metoda se může použít pro řízení rychlosti s uzavřenou rychlostní regulační smyčkou mechanicky komutovaného motoru. Schéma podává obr. 7. Požadovanou veličinou na vstupu do řídicí jednotky je požadovaná rychlost výstupního hřídele. Na řídicích jednotkách MAXON se vkládá ve formě signálu v rozmezí $-10V$ až $+10V$. Výstupní veličinou je rychlost motoru. Řídicí jednotka je přepnuta na řízení $I \times R$. Metoda $I \times R$ je založena na skladbě celkového úbytku napětí na otáčejícím se motoru. Vznik úbytku napětí U_{mot} je patrný z pravé části obr. 1. Skládá se z U_L , U_R , U_n . Úbytek U_R vzniká na čistě ohmickém odporu vinutí jako součin odporu R_{mot} a proudu I_{mot} . Napětí U_R a proud I_{mot} můžeme naměřit na mechanicky zablokovaném motoru. Motor připojený na toto napětí vyvozuje v klidu moment daný součinem proudu I_{mot} a momentové konstanty motoru k_M . Z motoru se neodebírá žádná mechanická práce a veškerý příkon se mění v teplo. Má-li se motor zatížený stejným momentem otáčet, je nutno zvýšit napájecí napětí o hodnotu úměrnou požadované rychlosti $U_n = \frac{n}{k_n}$, kde k_n je rychlostní konstanta motoru. Tento přidaný příkon $U_n \cdot I_{mot}$ se odvede jako mechanický výkon motoru. Třetí úbytek U_L na indukčnosti vinutí se uplatní pouze v průběhu změn proudu, tedy změn zatížení a v uvažovaném ustáleném stavu se nevyskytuje. Z rozboru vyplývá, že odečtením úbytku U_R od celkového napětí na motoru U_{mot} získáme informaci o rychlosti motoru, aniž bychom museli motor vybavit snímačem.



- Bez snímače, nízká cena, méně kabelů
- vstup do zpětné vazby rychlostní smyčky je napětí na svorkách motoru
- požadovaná rychlost se před vstupem do smyčky upraví podle proudu do motoru a tak se kompenzuje úbytek napětí na ohmickém odporu vinutí.
- nastaví se kompenzační faktor řídicí jednotky (ideálně $= R_{mot}$)
- nízká dynamika, nižší přesnost, neboť R_{mot} závisí na teplotě mědi

Obr. 7 Řízení rychlosti bez snímače: $I \times R$. Převzato z [6]

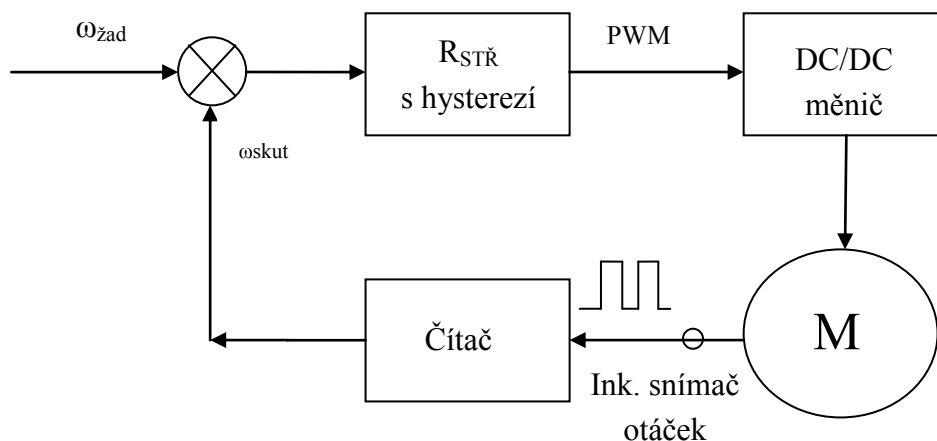
2.6.6. Funkce řídicí jednotky rychlosti pracující metodou kompenzace $I \times R$

Měřenou veličinou informující o skutečné rychlosti motoru je napětí U_{mot} na svorkách motoru. Napětí se násobí součinitelem K a získá se signál v rozsahu, v němž se do řídicí jednotky vkládá požadovaná rychlost a v němž pracuje rychlostní zpětná vazba. Signál vstupuje do rychlostní smyčky zpětné vazby, kde se porovná se signálem napětí, odpovídajícím požadované rychlosti. Porovnáním se získá regulační odchylka, která se zpracuje regulátorem PID na signál požadovaného proudu. Regulátor proudu signál zesílí na proud odpovídající výkonu motoru. [6]

Signál požadovaného napětí pro vstup do porovnávacího obvodu rychlostní smyčky se vytvoří na prvním součtovém členu jako součet signálu napětí U_R a signálu požadované rychlosti zadaného na vstupu do řídicí jednotky. Signál napětí U_R vytvoří jednotka jako součin okamžitého proudu do motoru I_{mot} , kompenzačního faktoru o velikosti blíží se R_{mot} a součinitele K . Kompenzační faktor nastavíme potenciometrem na řídicí jednotce. Součinitel K upravuje napětí $I_{mot} \cdot R_{mot}$ na signál v rozsahu, v němž pracuje rychlostní zpětná vazba. Přesnost řízení rychlosti metodou $I \times R$ je několik procent. Je ovlivněna změnou měrného odporu mezi vinutí motoru s teplotou, zatímco nastavená hodnota kompenzačního faktoru potenciometrem jednotky se nemění. [6]

2.6.7. Dvuhodnotové řízení

Tento typ řízení je snadno využitelný ve spolupráci s mikroprocesorem. Nejprve je stanoven určitý interval, ve kterém se mají otáčky udržovat. Na základě informace ze snímače otáček je vyhodnocováno, zdali jsou aktuální otáčky v tomto intervalu. S uvažováním regulační struktury dle obr. 8, tedy při řízení napájecím napětím je pak řízení prováděno následovně. Pokud jsou otáčky nižší než minimální nastavená hodnota, je v regulátoru střídry zvýšena střída a tím i napětí, což vede ke zvýšení otáček motoru. Pokud jsou otáčky vyšší než horní mez intervalu, střída se sníží a otáčky poklesnou.



Obr. 8 Blokové schéma dvuhodnotového řízení otáček

2.7. EC motory

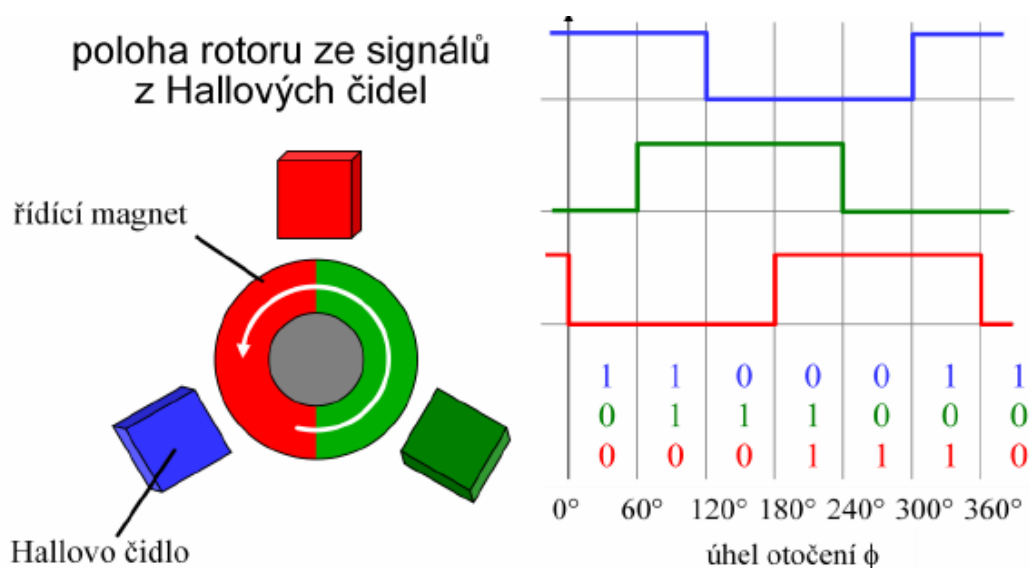
Elektronicky komutovaný motor (EC motor, někdy také BLDC motor = brushless DC motor) je v podstatě "obrácený" stejnosměrný motor, proto se někdy nazývá bezkomutátorovým stejnosměrným motorem. Zatímco klasický stejnosměrný motor má magnety ve statoru a vinutí na rotoru, elektronicky komutovaný motor má magnety na rotoru a vinutí na statoru. Funkci komutátoru přebírá tranzistorový měnič, který podle polohy rotoru přepíná proud do jednotlivých statorových vinutí. [8]

2.7.1. Konstrukční provedení EC motoru

Elektronicky komutovaný motor sestává ze statoru, který se podobá standardnímu statoru třífázového asynchronního nebo synchronního stroje: v listěném statoru je v drážkách uloženo třífázové vinutí, statorové drážky jsou zešíkmeny zpravidla o jednu drážkovou rozteč z důvodu snížení reluktančních momentů, způsobených různou magnetickou vodivostí drážek (vzduch) a zubů (železo). Rotor bývá konstrukčně uspořádán buď s magnety na povrchu, kdy nedochází ke koncentraci magnetického toku a magnetická indukce v mezeře odpovídá indukci permanentních magnetů, nebo s magnety vestavěnými uvnitř rotoru s koncentrací magnetického toku pólovými nástavci. Jako magnetických materiálů se používá vzácných zemin (samarium - kobalt, neodym - železo - bor) nebo levnějších tvrdých feritů (Durox apod.), které však nemají tak dobré magnetické vlastnosti. Kvalita permanentních magnetů se porovnává podle průběhu hysterezní křivky, zejména její tzv. demagnetizační části. [8]

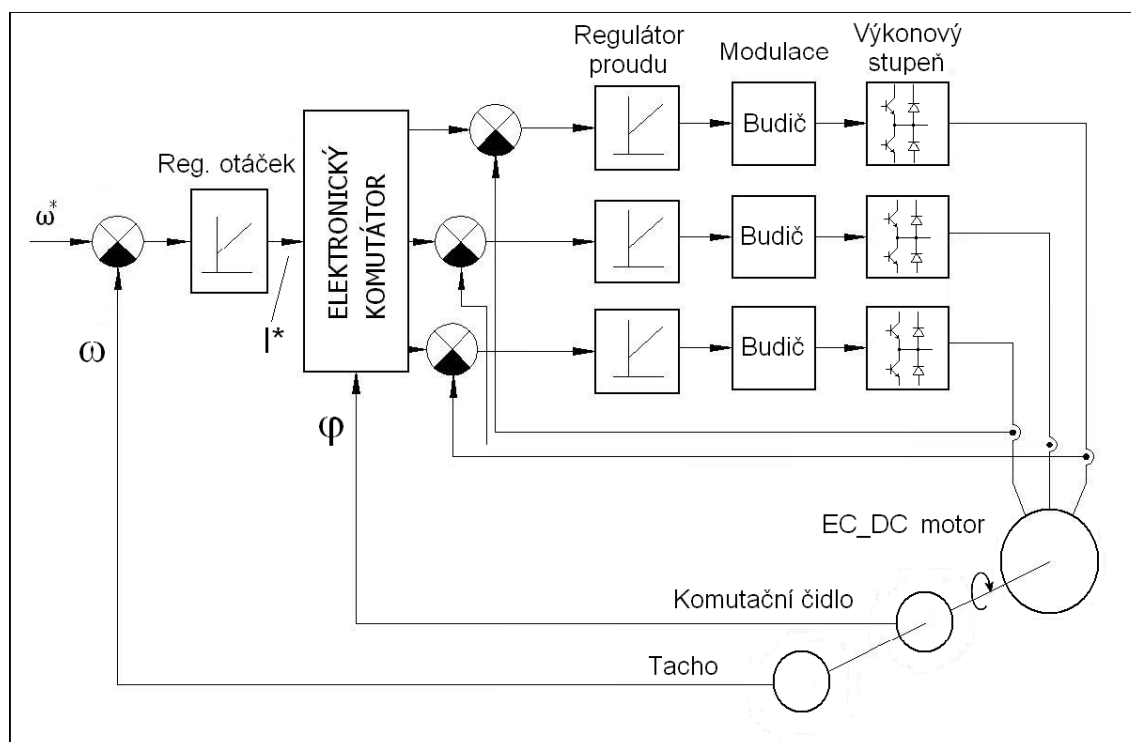
2.7.2. Princip činnosti EC motoru

Z principu funkce elektronicky komutovaného motoru je zřejmé, že pro komutaci statorového stejnosměrného proudu do následujícího fázového vinutí potřebujeme snímat polohu rotoru, a to diskrétně vždy po 60° . Součástí motoru je tedy snímač polohy rotoru, nejčastěji magnetický nebo fotoelektrický. Princip magnetického snímače polohy rotoru s Hallovými sondami pro dvoupólový stroj je nakreslen na obr. 9, na němž jsou i průběhy tří výstupních signálů, jejichž dalším zpracováním v logických obvodech dostaneme povely pro komutaci proudu pro tři statorová vinutí. [8]



Obr. 9: Komutace dvupólového válcového EC motoru. Převzato z [8]

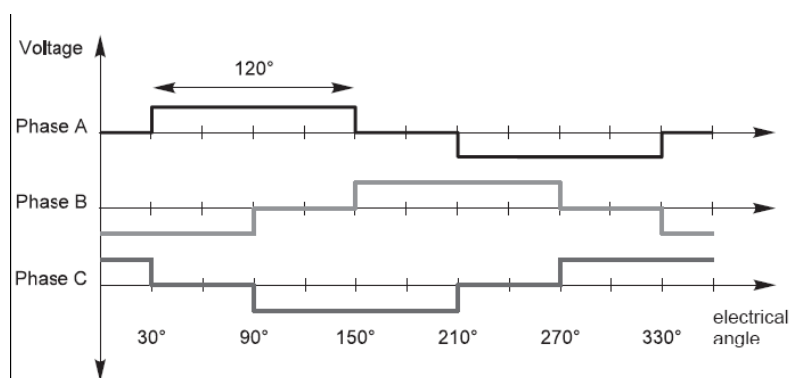
Zjednodušeně lze tedy říci, že princip EC motoru je takový, že postupným spínáním jednotlivých cívek dochází ke vzniku vnitřního momentu motoru ve směru otáčení motoru (snaha o vzájemně kolmé vektory magnetických polí cívek a permanentního magnetu). Spínání cívek je přitom řízeno elektronicky pomocí výkonových spínacích tranzistorů. Otáčky EC motoru jsou pak řízeny frekvencí spínání tranzistorů. [8]



Obr. 10 Blokové schéma řízení EC motoru. Převzato z [8]

2.7.3. Řízení BLDC

K řízení spínacích tranzistorů se používá pulsně-šířková modulace PWM, což je metoda řízení úrovně stejnosměrného napětí. Algoritmus spínání, dle kterého se rotor motoru otáčí, se označuje jako 6 kroková komutace. Princip této metody je znázorněn na následujícím obrázku. [9]



Obr. 11 Princip 6 krokové komutace. Převzato z [9]

V každém kroku komutace jsou aktivní jen dvě fáze. Sled fázové komutace je AB – AC – BC – BA – CA – CB. Pro maximální točivý moment motoru je třeba, aby komutace byla provedena vždy po 60°el. úhlu. Čas komutace je určen pozicí rotoru, který je detekován buď za pomoci senzorů nebo sledováním back-EMF napětí na plovoucí cívice motoru. [9]

2.7.4. Metoda Back-EMF

Back-EMF je napětí indukované v zrovna nenapájených vinutích, které se v tu chvíli chovají jako generátor, to znamená, točivé magnetické pole v nich indukuje napětí úměrné jeho velikost, které je tak úměrné rychlosti otáčení motoru. [9]

2.8. Rozběh BLDC a srovnání vlastností DC a BLDC motorů

Rozběh BLDC motoru se skládá z několika kroků. Nejdříve je potřeba určit polohu rotoru, která je po zapnutí motoru neznámá. Toho se docílí sepnutím dvou fází napájecího můstku. Po určité době se rotor nachází v požadované pozici. Dalším krokem je rozběh motoru. Po ustavení rotoru v známé pozici je možno motor rozběhnout v žádaném směru. Po otočení rotoru o několik celých otáček je měřeno indukované napětí na právě nebuzených fázích. Pokud je zjištěna hodnota indukovaného napětí, je možno přejít do bezsenzorového řízení pomocí Back-EMF metody.

V následující tabulce jsou shrnuty výhody obou typů motorů.

DC	BLDC
Klady	Klady
Nižší cena	Větší výkon při stejných rozměrech
Jednodušší regulační struktura	Vyšší účinnost
Zápory	Vyšší životnost
Nižší účinnost	Zápory
Nižší životnost	Vyšší cena
	Složitější regulace

Tab. 1 Srovnání vlastností DC a BLDC motorů

3. Řešení pulzních měničů s integrovanými koncovými stupni

Důvody použití spínaných regulátorů

Spínané měniče se vyznačují třemi základními výhodami oproti spojitým měničům. Zaprvé účinnost je mnohem vyšší než u spojitých měničů. Zadruhé díky nižším ztrátám při přenosu energie mohou být použity menší součástky a není potřeba složitého chlazení. Třetí výhodou je, že energie uložená v indukčnosti může být přeměněna na vyšší napětí na výstupu, invertované napětí nebo může posloužit jako galvanické oddělení vstupu a výstupu.

Vzhledem k těmto výhodám spínaných měničů by se mohlo zdát, že spojitě měniče již nemají uplatnění. Ovšem ve skutečnosti najdou uplatnění v levnějších aplikacích a také tam kde je požadavek na nižší šum.

Nevýhodou u spínaných regulátorů je vyšší úroveň šumu a potřeba řídicí smyčky. Částečné řešení obou těchto nedostatků poskytují moderní integrované čipy s vnitřní logikou.

Rozvoj technologií integrovaných čipů v posledních letech dovolil výrobu kompletních H-můstků ve výkonovém spektru do 200W v jediném čipu. Tyto obvody jsou dostupné v různých pouzdrech a s různou úrovní vnitřní logiky. Většina integrovaných koncových stupňů je standardně vybavena ochranou proti přehřátí, jež vypne obvod při dosažení cca 150 °C. Dalšími integrovanými funkcemi může být výstup umožňující snímání proudu za účelem ochrany před zkratem nebo nadproudem. Nevýhodou tohoto řešení je zpravidla nutnost použít výkonový rezistor, na kterém dochází k úbytku napětí a toto napětí je pak vyhodnocováno buďto nadřazeným mikroprocesorem nebo přímo čipem samotným.

Integrace již dosáhla takového stupně, že je možné najít obvody, kde v jednom pouzdře jsou můstky dva. Tyto můstky mají zpravidla menší výkon, ale lze je použít například pro pohon dvoufázových krokových motorků nebo pro pohon dvou DC motorů například pro natáčení ve dvou osách.

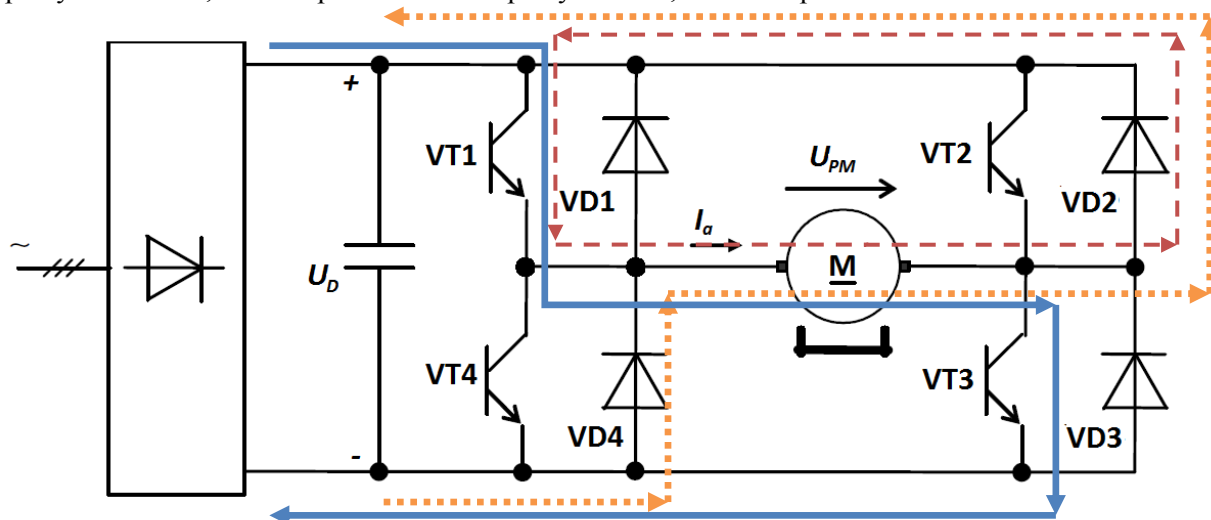
3.1. Řízení H-můstku

H-můstek je tvořen 4 výkonovými spínači. V současné době začínají díky rozvoji technologie MOSFET tranzistorů být vytlačovány integrované můstky s bipolárními tranzistory. Ty mají oproti MOSFET tranzistorům vyšší úbytky, nižší spínací kmitočty a vyšší ztráty.

Na obr. 12 je zobrazeno základní schéma 4kvadrantového můstku. Aby byl umožněn průchod proudu, je potřeba otevřít dvojici tranzistorů v úhlopříčce můstku. Pokud by došlo k sepnutí dvou tranzistorů v jedné větvi můstku, vznikl by zkratový proud, který by nebyl omezen ničím kromě malého odporu tranzistorů $R_{DS(ON)}$ pohybujícího se řádově v desítkách miliohmů a došlo by ke zničení můstku. Na obrázku je modrou šipkou naznačen směr proudu motorem při sepnutí tranzistorů VT1 a VT3. V tuto chvíli naroste napětí na motoru a ten se

začne otáčet. Brzdění motoru se provádí rozepnutím tranzistoru VT3 a sepnutím VT2. Mezi rozepnutím VT3 a sepnutím VT2 musí uběhnout určitá ochranná doba, během které se obnoví blokovácí schopnosti tranzistoru. V tu chvíli převezme vedení proudu dioda VD2, na svorkách motoru je nulové napětí.

Protože motor vždy obsahuje indukčnost, dojde při rozepnutí tranzistorů k napěťové špičce, která by mohla prorazit některý z tranzistorů. Ta je způsobena snahou indukčnosti udržet směr procházejícího proudu. Proto jsou můstky vybaveny integrovanými rychlými zpětnými diodami, které se při vzniku této špičky otevrou, a umožní proudu se uzavřít.

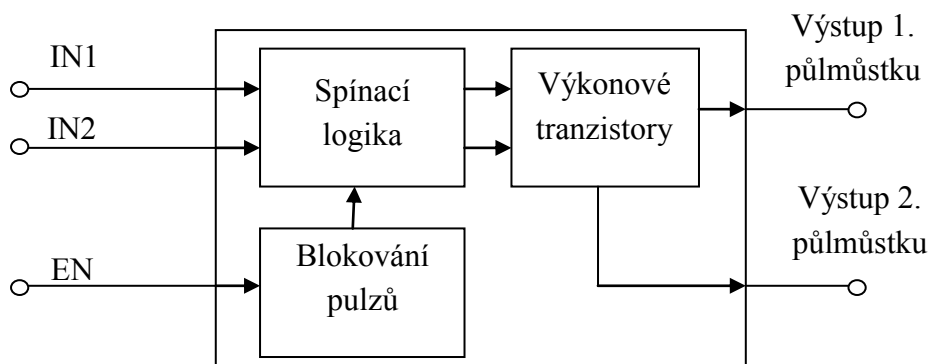


Obr. 12 Základní schéma H-můstku, modrá znázorňuje směr proudu při sepnutých VT1 a VT3, červená uzavírání proudu při rozepnutí VT3 – brzdění motoru, oranžová směr proudu při rozepnutí VT1 a VT3

Analogicky platí totéž při sepnutí spínačů VT2 a VT4 s tím rozdílem, že na motoru je v tu chvíli napětí opačné polaroty a ten se tak točí opačným směrem.

Integrované H-můstky mají pro své ovládání vyhrazeny většinou 3 piny:

- IN1 vstup pro ovládání levé poloviny můstku
- IN2 vstup pro ovládání pravé poloviny můstku
- EN vstup pro zapnutí/vypnutí můstku



Obr. 13 Blokové schéma funkce integrovaného H-můstku

Je zřejmé, že tento počet vstupů neumožňuje řídit každý tranzistor zvlášť. Proto je v pouzdru integrovaného H-můstku i logika, která zajišťuje správné spínání tranzistorů a většinou má i ochranou funkci proti sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi v podobě pevně nastavené ochranné doby.

Vlastní řízení je možno provádět několika způsoby.

3.1.1. Řízení logickými úrovněmi

Jak již bylo řečeno, chování můstku ovlivňují logické úrovně na 3 vstupních pinech. Jejich úrovně řídí spínání jednotlivých tranzistorů v obou větvích. Následující tabulka ukazuje chování motoru při různých kombinacích vstupních úrovní.

IN1	IN2	EN	VT1	VT2	VT3	VT4	Motor
0	0	1	0	0	1	1	Brzda
1	0	1	1	0	1	0	Vpřed
0	1	1	0	1	0	1	Vzad
1	1	1	1	1	0	0	Brzda
x	x	0	0	0	0	0	Volné otáčení

Tab. 2 Vliv vstupních logických úrovní na chování motoru

3.1.2. Řízení volbou směru a rychlosti 1

Na vstup IN1 přiváděn signál logické 0 a na vstup IN2 signál logické 1 a vstup EN je řízen PWM. Vstupy IN1 a IN2 je v tomto případě volen směr otáčení a PWM signálem je volena rychlost otáčení. Tím, že vstup EN je zapínán a vypínán, je zároveň stejným způsobem řízen celý můstek. Po dobu logické 0 na vstupu EN jsou všechny 4 tranzistory rozpojeny a motor se může volně otáčet, proud se uzavírá přes zpětné diody.

IN1	IN2	EN = PWM	VT1	VT2	VT3	VT4	Motor
0	1	0	0	0	0	0	Volné otáčení
0	1	1	1	0	1	0	Vpřed
1	0	0	0	0	0	0	Volné otáčení
1	0	1	0	1	0	1	Vzad

Tab. 3 Řízení volbou směru a rychlosti

3.1.3. Řízení volbou směru a rychlosti 2

Jiným způsobem jak řídit H-můstek je přivádění konstantní logické úrovně 0 nebo 1 na jeden ze vstupu IN1/IN2 a na druhý vstup přivádět PWM signál s proměnnou střídou pro řízení rychlosti. Vstup EN je trvale v logické 1. Toto řízení má za následek, že jeden z tranzistorů je trvale sepnutý a na druhé straně můstku se spíná horní nebo dolní tranzistor. To znamená, že část periody motor zrychluje a část periody je na něm nulové napětí a je brzděn.

IN1 = PWM	IN2	EN	VT1	VT2	VT3	VT4	Motor
0	0	1	0	0	1	1	Brzda
1	0	1	1	0	1	0	Vpřed
0	1	1	0	1	0	1	Vzad
1	1	1	1	1	0	0	Brzda

Tab. 4 Řízení volbou směru a rychlosti 2

3.1.4. Řízení invertovanou PWM

Další možností řízení je přivádění PWM signálu na oba vstupy IN1 a IN2 s tím, že jeden ze signálů je invertovaný oproti druhému. Vstup EN je trvale v úrovni logické 1. Takovéto řízení se projevuje tak, že pokud je střída 50% neboli 1 ku 1, je na výstupních svorkách nulové napětí a motor stojí. Pokud se střída změní nad nebo pod 50% začne se otáčet jedním nebo druhým směrem. Toto řízení je nazýváno jako bipolární. Je to z toho důvodu, že po dobu periody se na výstupu objevuje střídavě napětí jedné i druhé polarity. Nevýhodou tohoto řízení je, že při střídě 50% je na výstupu sice nulové napětí a motor se neotáčí, ale prochází jím nenulový proud, který způsobuje ohřev motoru.

IN1 = PWM	IN1 = -PWM	EN	VT1	VT2	VT3	VT4	Motor
0	1	1	1	0	1	0	Vpřed
1	0	1	0	1	0	1	Vzad

Tab. 5 Řízení invertovanou PWM

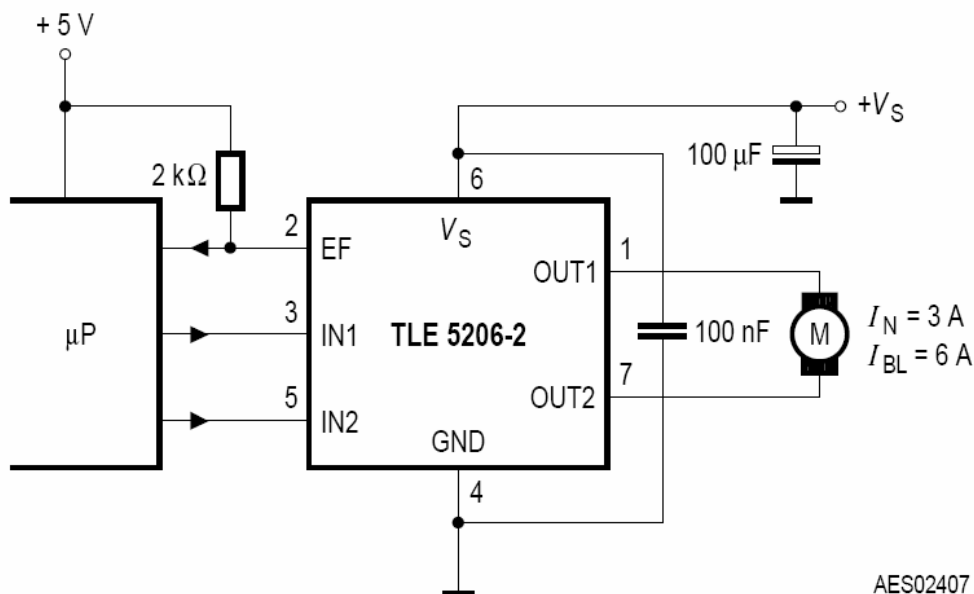
3.2. Popis vybraných integrovaných H-můstků

3.2.1. TLE 5206 H-můstek

Jedná se o integrovaný H-můstek schopný trvale dodávat až 5A proudu, ve špičkách (100ms při délce periody $T = 1s$) až 6A. Pracuje s napájecím napětím až 40V. Minimální napětí je definováno jako 6V, kdy dochází k zapnutí obvodu a pokud napájecí napětí poklesne pod 5V dojde k jeho vypnutí. Vyznačuje se nízkým odporem 0,2 Ω na spínač. To spolu se sníženým tepelným odporem snižuje provozní ztráty.

Obvod dále obsahuje integrovanou ochranu výstupu proti zkratu a ochranu proti přehřátí. V případě zjištění zkratu vůči zemi, zdroji nebo na zátěži dochází po 50 μs k odpojení výstupu. Princip detekce spočívá v dosažení vnitřně nastaveného proudového omezení 10A, které je vyhodnoceno jako zkrat a způsobí odpojení výstupu. Pro opětovné uvedení do chodu je nutno obvod resetovat změnou kombinace řídících signálů. Tepelná ochrana reaguje po dosažení teploty přechodu vyšší než 150°C odpojením výstupu. Všechny vyhodnocené chybové stavy se projeví přepnutím výstupního pinu EF do úrovně HIGH. Vstupy jsou ovládány CMOS/TTL úrovněmi se zavedenou hysterezí proti překmitům. V můstku jsou rovněž integrovány i zpětné diody.

Můstek je řízen dvěma vodiči pomocí kombinací logických úrovní. To umožňuje řízení směru otáčení a brzdění pomocí dvou vodičů. Pro nenáročné aplikace je možno řídit směr otáčení a brzdění pomocí přepínání logických úrovní. Pro náročnější aplikace je potřeba vstupních PWM signálů. Pak je jeden vstup trvale v úrovni HIGH a rychlost je řízena střídou PWM. Pro otáčení na druhou stranu stačí prohodit signály na vstupech. Díky integrované logice je monitorováno spínání jednotlivých tranzistorů, což umožňuje zabránit sepnutí obou tranzistorů ve stejné větvi můstku.



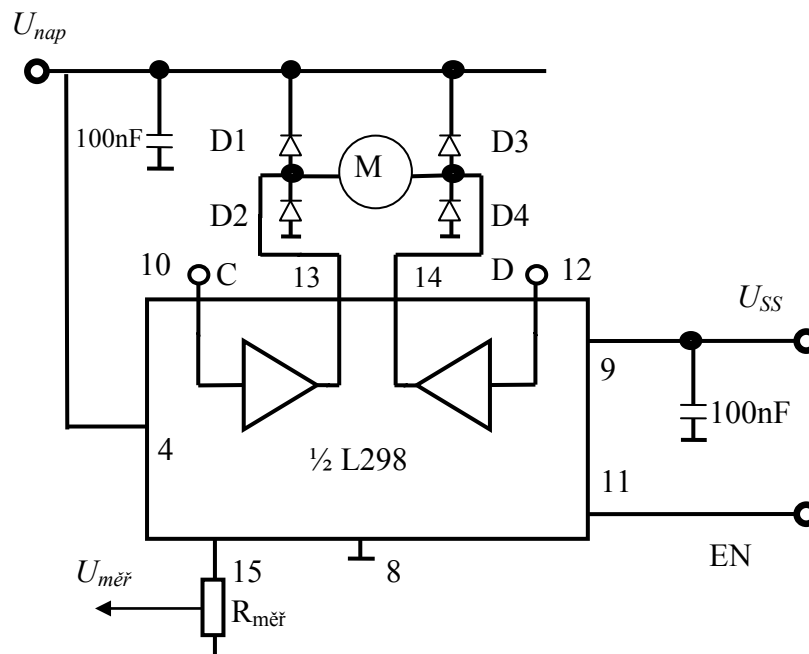
Obr. 14 Doporučené zapojení. Převzato z [10]

3.2.2. L298 dvojitý H-můstek

L298 je integrovaný dvojitý H-můstek určený pro řízení relé, solenoidů, DC a krokových motorů. Je přizpůsoben pro ovládání TTL úrovněmi. Úroveň logické nuly je navíc rozšířena až na 1,5V, což zvyšuje šumovou imunitu můstku. Každý můstek je možno zapnout i vypnout nezávisle na druhém pomocí dvou EN vstupů. Spodní spínače každého můstku mají propojené emitory vyvedené z pouzdra. Tento vývod je pak možno použít pro připojení měřicího rezistoru. Samostatný vstup pro napájení logiky umožňuje její funkci při nižším napětí.

Můstek může pracovat v rozsahu vstupních napětí od 5 do 50V při trvalém výstupním proudu 2A a špičkově, po dobu 8ms při době trvání periody 10ms, až 2,5A. Vstupní napětí pro vnitřní logiku je stanoveno na 5V, maximálně však 7V.

Následující obrázek ukazuje doporučené zapojení pro obousměrné řízení motoru s možností brzdění. Diody D1 až D4 musí být rychlé diody s dobou zotavení menší než 200ns.



Obr. 15 Schéma zapojení pro obousměrný provoz motoru

Vstupy		Směr motoru
EN = H	C = H; D = L	Vpřed
EN = H	C = L; D = H	Vzad
EN = H	C = D	Brzdění
EN = L	C = X; D = X	Volné otáčení
L = log 0; H = log 1; X = libovolné		

Tab. 6 Chování motoru při kombinacích logických úrovní na vstupech

Pro dosažení vyšších proudů je možno spojit paralelně výstup prvního můstku na pinu 2 s pinem 14 a výstup druhého můstku na pinu 3 s pinem 13. Takto zapojené vstupy mohou trvale dodávat až 3A, špičkově až 3,5A. Použité blokovací 100 nF kondenzátory musí být umístěny co nejbližší integrovanému obvodu a musí být bezindukční. Obvod je vhodný pro řízení dvoufázových krokových motorků malého výkonu nebo dvou DC motorů.

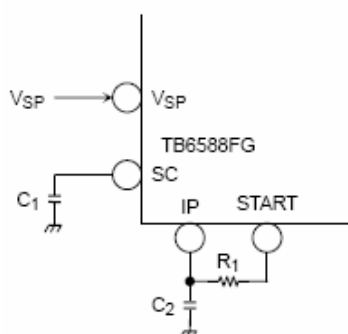
3.2.3. TB6588FG třífázový PWM budič bezsenzorových BLDC motorů

Tento integrovaný obvod je primárně určen pro řízení BLDC motorů. Je proveden v pouzdře s 36 vývody. Umožňuje řízení rychlosti otáčení napětím přiváděným na analogový vstup. Toto napětí je převedeno na digitální signál 7mi bitovým A/D převodníkem. Tento signál pak vyhodnocuje vnitřní logika a dále upravuje velikost střídy PWM signálu. Obvod pracuje s napájecím napětím v rozsahu 7 až 42 V s trvalým výstupním proudem 1,5 ve špičkách až

2,5A. Dále má integrovanou teplotní a nadproudovou ochranu. Směr otáčení se určuje přivedenou logickou úrovní na vývod 4. Ochrana proti nadproudu pracuje s referenčním napětím vyšším než 0,5V. Pokud je toto napětí detekováno na vývodu 14 jsou odpojeny všechny PWM signály. Úroveň napětí na vstupu 22 je řízena rychlost otáčení. Na vývodu 29 je možno získat informaci o skutečné rychlosti otáčení. Při použití bezsnímačového měření rychlosti metodou Back-EMF jsou generovány 3 pulzy na otáčku pro dvoupólový a 6 pulzů na otáčku u čtyřpólového motoru. Volba PWM frekvence je prováděna pomocí logické úrovně na vývodu 32. Při úrovni logické 1 je frekvence 39 kHz, při úrovni logické 0 pak 19,5 kHz. Obě tyto frekvence jsou odvozeny od frekvence vnitřního oscilátoru pracujícího na 5 MHz.

Činnost obvodu po zapnutí

Po zapnutí obvodu, kdy motor stojí, není možné určit polohu rotoru, protože není indukováno žádné napětí (platí pro bezsnímačový režim). Proto obvod nejdříve vybuzením dvou fází přesune motor do známé pozice. Rotor je v této pozici udržován po dobu určenou velikostí externího kondenzátoru připojeného k vývodu IP (25). Ten je vybíjen z hodnoty U_{ref} na hodnotu $U_{ref}/2$. Doba trvání tohoto vybíjení je dána hodnotami C_2 a R_1 . Hodnoty těchto externích prvků se liší podle typu motoru a zátěže a měly by být určeny experimentálně.



Obr. 16 Zapojení externích komponent pro určení doby rozběhu. Převzato z [11]

Po dosažení této úrovně je motor přepnut do režimu nucené komutace. Střída PWM je určena napětím přivedeným na vývod 23. Rotor se nyní roztáčí a po dosažení frekvence otáčení, určené kombinací logických úrovní na vstupech 30 a 31 (viz katalog výrobce), je přepnut do bezsnímačového módu.

Budič je použitelný pro řízení BLDC motorů do výkonu cca 60W.

4. Realizace zvyšujícího 4 kvadrantového pulzního měniče

Měnič je zamýšlen pro potřeby řízení stejnosměrného motoru z baterií. Jako vstupní napětí bylo zvoleno $U_{IN} = 24V$, výstupní napětí $U_{OUT} = 48V$. Výstupní proud I_{OUT} alespoň 3A trvale. Měnič musí zvládat provoz motoru ve všech 4 kvadrantech a být zcela nezávislý na jiném napájení než vstupním napájecím napětím. Protože měnič je nezávislý na síti, požadavek na galvanické oddělení nebyl vznesen a toto řešení je levnější, je vstup galvanicky spojen s výstupem.

4.1. Analýza zadání a základní nástin řešení

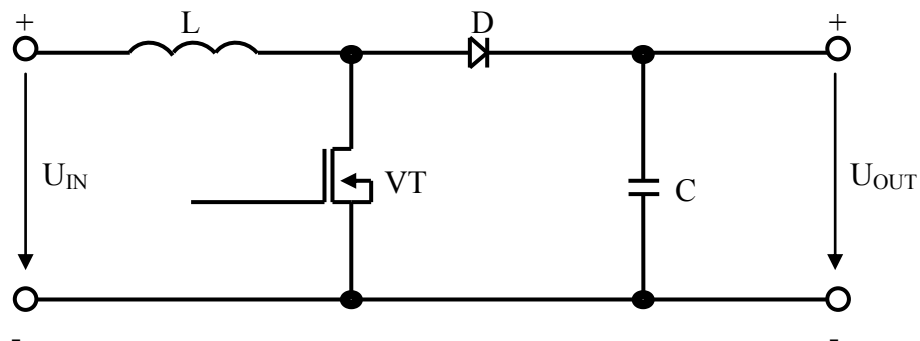
Takto zadané parametry vedly k potřebě sestavení dvou druhů měničů v rámci jednoho přístroje. Nejprve je zapotřebí použít zvyšující měnič pro zvýšení vstupního napětí na potřebnou výstupní úroveň. Následně bude použit H-můstek, který umožní práci ve všech 4kvadrantech a zároveň vhodným řízením i regulaci výstupního napětí aplikovaného na kotvu motoru. Protože oba měniče pracují ve spínaném režimu, bude potřeba řídicí struktura s minimálně dvěma zdroji nastavitelného PWM signálu. Dále je zapotřebí ošetřit regulaci výstupního napětí zvyšujícího měniče tak, aby odpovídalo požadovaným 48V s maximální přesností. Tato řídicí struktura bude pracovat s nižším napájecím napětím, a proto budou zapotřebí stabilizované zdroje napětí. Pro informaci o provozním stavu měniče bude potřeba zobrazovací jednotka. Tento požadavek vede na použití mikrokontroléru minimálně pro potřeby zobrazování zpráv na displeji. Protože napájení bude realizováno bateriemi a ty jsou náchylné na hluboké vybíjení, je potřeba zajistit měření vstupního napětí a v případě jeho poklesu pod stanovenou kritickou hodnotu, zobrazit varování, nebo odpojit pulzy k spínaným prvkům. Jelikož požadovaný výstupní proud není příliš velký a na trhu jsou k dispozici integrované H-můstky schopné tento proud trvale dodat, bylo rozhodnuto o použití integrovaného H-můstku. Pro zajištění vyšší životnosti bude měnič osazen aktivním chlazením ventilátorem.

4.2. Volba zapojení a návrh zvyšujícího měniče

Při volbě metody zvýšení napětí byly uvažovány dvě možnosti

- měnič bez indukčnosti, tedy měnič se spínanými kondenzátory
- měnič s akumulací tlumivkou

Vzhledem k žádanému výstupnímu napětí a proudu bylo rozhodnuto o použití měniče se spínanou indukčností. Pro přenos energie je využívána akumulace energie v magnetickém poli cívky. Tento typ měniče se vyznačuje vysokou účinností, jednoduchostí a nižší cenou. Nevýhodou tohoto uspořádání je omezený rozsah výkonu a vyšší zvlnění napětí při malé střídě spínání tranzistoru VT. Obr. 17 ukazuje schéma zapojení zvyšujícího měniče s akumulací tlumivkou.



Obr. 17 Schéma zvyšujícího měniče s akumulací tlumivkou

Činnost měniče probíhá ve dvou fázích. Po připojení napájení se přes indukčnost L a diodu D začíná nabíjet kondenzátor C . Ten se nabije na vstupní napětí snižené o úbytek cca $0,6V$ na diodě. Pokud není spínán tranzistor, je na výstupu toto napětí.

Fáze 1

Po přivedení zapínacího pulzu na výkonový tranzistor VT , je indukčnost připojena přes tranzistor k zemi a začíná protékat proud. Pro přibližné určení jeho hodnoty lze vyjít z rovnice pro napětí

$$U = L \frac{di}{dt} \quad (V;H) \quad (4)$$

S uvažováním konstantního napájecího napětí a nulového odporu cívky, narůstá proud lineárně podle

$$I = \frac{U}{L} t \quad (A;V;H;s) \quad (5)$$

kde U je vstupní napětí z akumulátorů, L velikost indukčnosti a t je doba sepnutí tranzistoru během periody.

Energie je akumulována v magnetickém poli cívky. Protože anoda diody je připojena k zemi, je na ní nižší napětí než na katodě a je tedy polována závěrně. Pokud by k výstupním svorkám byla připojena zátěž, proud zátěží by byl hrazen z kondenzátoru.

Fáze 2

Nyní dojde k rozpojení tranzistoru. Na cívce dochází k změně polarity napětí, protože se snaží o zachování dosavadního směru proudu. Takto otočené napětí se přičte k napájecímu napětí. Tím je anoda diody připojena na vyšší napětí než katoda a dioda se otevře. Proud začíná nabíjet kondenzátor a téct do zátěže. Na výstupu je tedy zvýšené napětí. Celý tento proces se pak periodicky opakuje.

4.3. Volba optimální spínací frekvence

Spínací frekvence ovlivňuje následující parametry DC/DC měniče:

- Mechanické rozměry
- Účinnost
- Cenu měniče
- Hlučnost

Mechanické rozměry

Velkou část měniče zabírá filtr. Jeho velikost klesá s rostoucí spínací frekvencí. Velikost filtru i spínací frekvence jsou však fyzikálně omezeny a ovlivňují celkové ztráty v měniči. Vyšší spínací frekvence s sebou přináší i vyšší spínací ztráty a tím i klesající celkovou účinnost zdroje. Naopak vyšší frekvence kladně ovlivňuje požadavky na hodnoty filtračních prvků. Pokud vyjdeme z předpokladu, že objem indukčnosti je v přímé úměře k množství akumulované energie, platilo by, že objem indukčnosti a tedy i její cena klesá s rostoucí frekvencí. Reálná indukčnost však vykazuje ztráty a ty se od určitých frekvencí stávají tak velkými, že znemožňují další zmenšování rozměrů indukčnosti. Rovněž velikost filtračních kondenzátorů klesá s rostoucí frekvencí, neboť klesá požadavek na jejich kapacitu při dané úrovni filtrace. Na co pracovní frekvence nemá přílišný vliv (při stejném výkonu měniče) je velikost objemu samotných polovodičových spínačů. Z tohoto faktu vyplývá, že pro nízké frekvence je objem zdroje vyplněn hlavně jeho pasivními prvky. S rostoucí spínací frekvencí se objem pasivních součástí měniče zmenšuje a objemu může začít dominovat velikost polovodičových spínačů, jejichž velikost se s frekvencí příliš nemění.

Účinnost měniče

Ztráty v polovodičích dělíme na ztráty spínané a ztráty vedením. Ztráty vedením jsou závislé zejména na ploše čipu použitých tranzistorů – čím větší je plocha tranzistorů MOSFET, tím menší je odpor jejich přechodu a s tím související ztráty ve vedení energie. Pro spínací ztráty je situace odlišná – jejich velikost souvisí se vstupní kapacitou tranzistorů. Větší tranzistory mají větší kapacity přechodu a tím i delší spínací ztráty. Z předchozího vyplývá, že vyšší frekvence sebou přináší i vyšší spínací ztráty. Taktéž lze říci, že čím vyšší je žádaná frekvence spínání, tím menší bude i plocha použitých tranzistorů.

Cena

Jak již bylo řečeno, objem indukčnosti a tedy i její cena s rostoucí spínací frekvencí klesají. Zároveň se také s rostoucí frekvencí snižují požadavky na kapacitu filtračních kondenzátorů. Rovněž velikost plochy a cena (v omezené míře) použitých tranzistorových čipů klesá s rostoucí frekvencí.

Hlučnost

Posledním parametrem jež ovlivňuje volbu spínací frekvence je hlučnost zdroje. Lidské ucho je schopno v ideálním případě slyšet zvuky o frekvencích do 20 kHz. Je tedy zřejmé, že spínací frekvence ležící v tomto pásmu mohou obtěžovat obsluhu měniče. Proto je ve vybraných aplikacích jako jsou například počítačové zdroje, nutno zohlednit tuto skutečnost při volbě spínací frekvence a snažit se volit frekvence vyšší než 30 kHz.

Obecně tedy lze říct, že měniče pracující na nižších frekvencích jsou účinnější ovšem dražší a rozměrnější, zatímco měniče s vyšší frekvencí spínání jsou menší, levnější ale za cenu snížení jejich účinnosti.

4.4. Výběr řídicích a výkonových prvků

V analýze zadání bylo uvedeno, že pro zobrazování provozního stavu měniče bude použit displej. S tím souvisí i použití mikrokontroléru jako řídicího prvku displeje. I když je možné řešit generování PWM signálů i zpětnovazební regulaci napětí analogově, bylo využito právě mikrokontroléru pro řízení celého měniče.

4.4.1. Řídicí systém

Pro generování PWM signálu do budiče tranzistoru byl zvolen mikroprocesor ATmega 16 Arduino. Tento procesor vyžaduje kromě napájení externí zdroj kmitočtu. Má 14 digitálních vstupně výstupních vývodů, z nichž 6 je použitelných jako PWM výstupy. Dále je k dispozici 6 analogových vstupů a mikrokontrolér pracuje na frekvenci 16MHz. Tento počet vstupně výstupních vývodů plně postačuje. Protože frekvence krystalu 16MHz lze dělit pouze v pevných krocích a žádaná spínací frekvence měla ležet mírně nad slyšitelným pásmem, bylo nastaveno dělení tohoto kmitočtu

$$f_{SPÍN} = \frac{16\,000\,000}{512} = 31250\,Hz \quad (6)$$

4.4.2. Akumulační indukčnost

S takto zvolenou spínací frekvencí byla zvolena potřebná akumulací indukčnost. Protože odběr proudu z výstupu bude záležet na zatížení H-můstkem a může se pohybovat teoreticky od nuly do 3A, byla minimální velikost akumulací tlumivky orientačně určena ze vztahu

$$L_{min} = \frac{U_{min} \cdot Stř_{min} \cdot T}{\Delta I_L} \quad (H; V; \% ; s; A) \quad (7)$$

kde L_{min} je minimální vstupní napětí zvolené vzhledem k vybíjení akumulátorů na 23V, $Stř_{min}$ je minimální hodnota střídavosti, T je celková doba periody a ΔI_L je zvlnění výstupního proudu zvolené jako 1A. Dosazením do této rovnice vychází

$$L_{min} = \frac{23 \cdot 0,1 \cdot 32 \cdot 10^{-6}}{1} = 73,6 \mu H \quad (8)$$

Zvolená indukčnost by tedy měla mít vyšší hodnotu než 74 μH . Prozkoumáním dostupných tlumivek a jejich proudové zatížitelnosti byla zvolena akumulární tlumivka pro použití ve spínaných zdrojích do frekvence 100 kHz, s indukčností 150 μH a proudovou zatížitelností 10 A. Po určení velikosti tlumivky bylo možné dosadit do vztahu (5) a přibližně aproximovat proud indukčností a tedy i tranzistorem

$$I_{TR} = \frac{25}{150 \cdot 10^{-6}} \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 4,16 A \quad (9)$$

Jako vstupní napětí bylo uvažováno 25 V vzniklé například po nedávném nabití akumulátorů a t zvoleno jako maximálně 80 % z celkové periody.

4.4.3. Tranzistor

Jako spínací prvek byl zvolen unipolární tranzistor typu MOSFET. Tyto tranzistory se vyznačují nižším úbytkem napětí a nižšími ztrátami. Zvolený tranzistor nese označení IRF540N. Jedná se o tranzistor s indukovaným kanálem typu N a integrovanou diodou.

Parametr	Hodnota
U_{DSS}	100 V
I_D	33 A
$R_{DS(ON)}$	0,044 Ω
U_{GS}	$\pm 20 V$

Tab. 7 Vybrané parametry tranzistoru IRF540N

4.4.4. Budič tranzistoru

Způsob spínání tranzistorů je klíčový pro udržení nízkých ztrát v měniči. Pomalé spínání způsobuje, že se tranzistor nachází dlouho v aktivní oblasti, kde jím prochází velký proud při velkém napětí. To má za následek vyšší ztráty a oteplování pouzdra tranzistoru. I když jsou unipolární tranzistory považovány za tranzistory řízené polem, vlivem nedokonalosti technologie jejich výroby, vznikají v jejich řídicí elektrodě určité kapacity, které je potřeba pro sepnutí tranzistoru nabít. Toto nabití vyžaduje určité množství proudu a platí zde, že čím větší je dostupný spínací proud, tím rychleji bude tranzistor sepnut. To je jeden z důvodů pro použití integrovaného budiče tranzistoru.

Druhým důvodem je, že zvolený tranzistor potřebuje pro plné sepnutí napěťový pulz o minimální amplitudě 10 V. Ten není možné z mikrokontroléru přivést, protože maximální napětí generovaného PWM signálu je 5 V. Napěťové zesilování signálu pomocí operačního zesilovače nebylo použito, protože standardní operační zesilovače mají výstupní proud v desítkách mA,

což pro rychlé spínání nepostačuje a použití výkonového operačního zesilovače spolu s operační sítí, by bylo dražší a způsobilo by složitější návrh zapojení. Dalším důvodem pro použití integrovaného budiče tranzistorů jsou integrované funkce detekování nadproudu pomocí měřicího odporu. Ty pracují zpravidla na principu porovnávání napětí vzniklém na rezistoru s vnitřní referenční hodnotou uváděnou v katalogu. Nevýhodou tohoto řešení, je trvalá výkonová ztráta rostoucí s proudem.

Na základě zvážení všech těchto omezení, bylo rozhodnuto o použití budiče IR2121 od firmy International Rectifier. Základní vlastností pro jeho výběr je možnost přivádění vstupního signálu v úrovních 2,5, 5 a 15V. Tento budič pracuje s napájecím napětím do 25V. Logická nula, tedy stav vypnutí tranzistoru je reprezentována hodnotami 0 až 0,8V logická 1 pak hodnotou vstupního napětí vyšší než 2,2V. Výstupní budící napětí se pohybuje v rozmezí 12 až 18V v závislosti na napájecím napětí. Obvod je schopen dodat budící proud až 1A. Zpoždění mezi přivedením vstupního signálu a výstupním signálem je 120 až 150ns.

Budič je proveden ve standardním pouzdře DIP8. Proti „zamrznutí“ obvodu je chráněn pomocí vstupu Error. Na tento vstup je zapojen kondenzátor, jehož hodnota určuje pravidelné vypnutí výstupu v určité době po detekování logické 1 na vstupu. Hodnotu tohoto kondenzátoru je po prostudování katalogu možno vypočíst dle vztahu

$$dt = C_{ERR} \cdot \frac{1,8V}{100\mu A} \quad (s;F;U;A) \quad (10)$$

pro použitou frekvenci spínání 31,25 kHz vychází potřebný čas minimálně

$$dt = \frac{1}{31250} = 32\mu s \quad (11)$$

Vyjádřením z rovnice (10) a dosazením známých hodnot vychází potřebná kapacita

$$C_{ERR} = dt \cdot \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1,8} = 1,7nF \quad (12)$$

nejbližší vyšší hodnota v řadě je 1,8nF. Tato hodnota zajistí, že po uplynutí doby větší než cca 32,4us bude tranzistor rozepnut.

Další vlastností tohoto budiče je vypnutí při detekování nadproudu. K této funkci je použit vývod CS. Dle údajů z katalogu výrobce, je referenční hodnota pro vyhodnocení nadproudu přivedené napětí vyšší než 330mV. Při tomto napětí na vstupu CS dojde k odpojení výstupu, na tranzistor nejsou zasílány spínací pulzy do doby, než napětí opět poklesne pod tuto mez. Pro omezení proudu například na hodnotu 8A tedy použijeme odpor o hodnotě menší

$$R = \frac{U_{sense}}{I_{\text{žád}}} = \frac{0,33}{8} = 0,041\Omega \quad (\Omega;V;A) \quad (13)$$

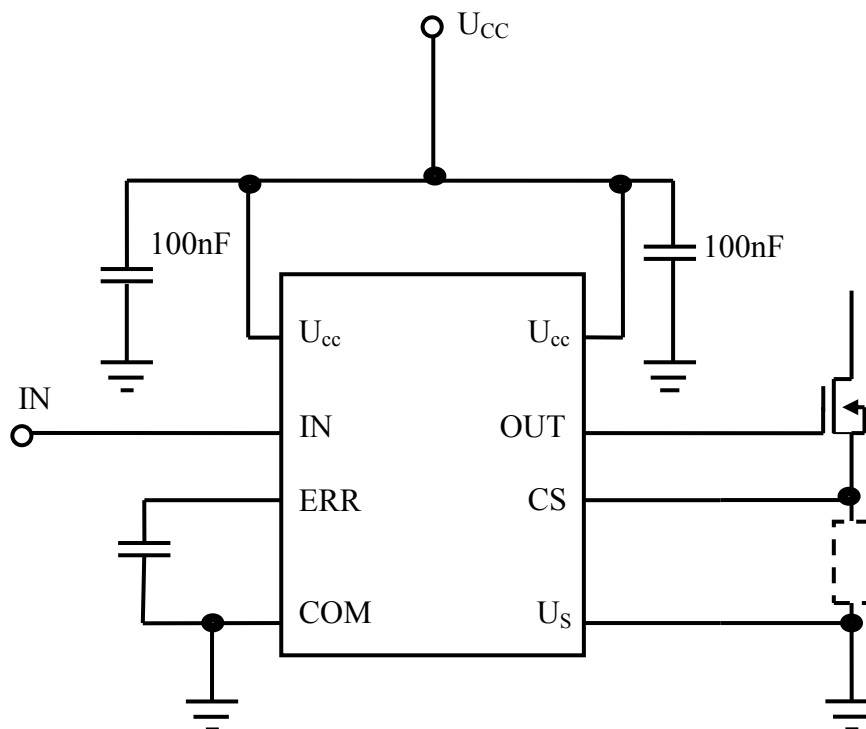
Problém se ukáže při kontrole na vzniklý ztrátový výkon na měřicím rezistoru. Podle vztahu pro ztrátový výkon

$$P = R \cdot I^2 \quad (W;\Omega;A) \quad (14)$$

po dosazení vypočteného odporu a průchozího proudu při aktivaci ochrany vychází ztrátový výkon, který musí být pouzdro měřicího rezistoru schopné odvést

$$P = 0,041 \cdot 8^2 = 2,62W$$

Je zřejmé, že je nutné použít výkonový rezistor a že celková účinnost měniče bude při ochraně proti nadproudu tímto způsobem nižší. Navíc tato hodnota není v řadě, a bylo by potřeba paralelního řazení rezistorů nebo stanovit maximální přípustný proud na jinou úroveň.



Obr. 18 Doporučené zapojení budiče

Pro buzení tranzistoru bylo toto zapojení převzato, ale nebyl použit měřící rezistor a vývody CS i U_s byly spojeny se zemí.

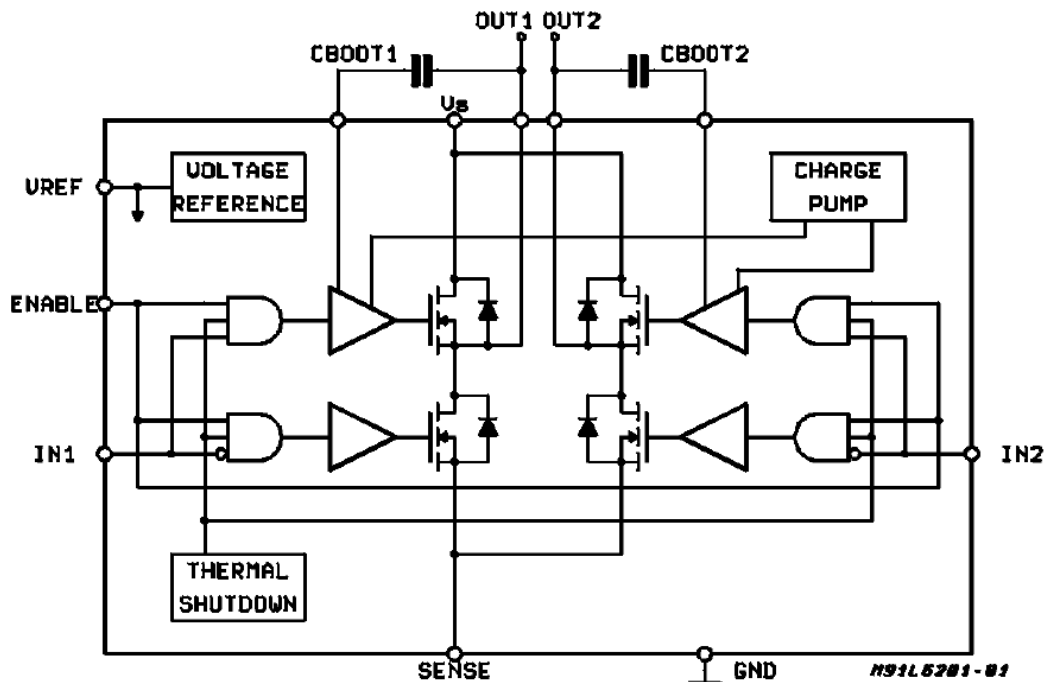
4.4.5. H-můstek

Protože nebyly vzneseny žádné požadavky na rozšířené vlastnosti H-můstku, byla volba H-můstku pro zapojení snižujícího čtyřkvadrantového měniče provedena pouze na základě dovoleného maximálního vstupního napětí, výstupního proudu, dovolené maximální spínací frekvence a dostupnosti. Těmto parametrům vyhovoval jediný dostupný integrovaný obvod L6203.

L6203 je můstek přímo navržený pro řízení DC motorů malého výkonu. Obvod je vyveden v pouzdře Multiwatt11 a ve svém čipu obsahuje DMOS i bipolární tranzistory.

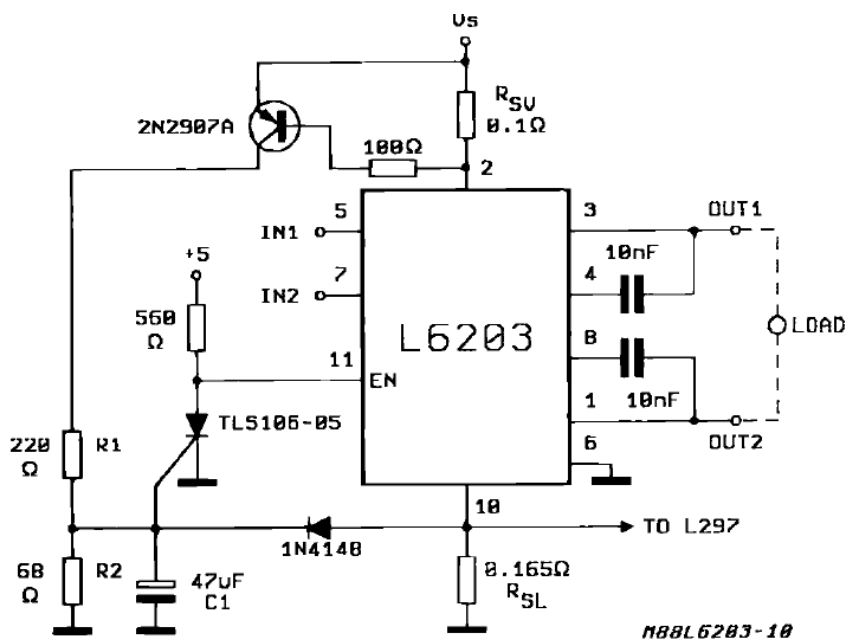
Doporučené vstupní napětí je 48V, maximálně 52V. Výrobce udává schopnost dodávat 4A trvale ve špičkách až 5A. Maximální spínací frekvence je stanovena na 100 kHz. Obvod obsahuje vnitřní logiku pro ochranu proti sepnutí dvou tranzistorů v jedné větvi s definovanou

ochranou dobou 40ns. Dále je integrována tepelná ochrana a můstek je možno spínat TTL úrovněmi. Tato poslední vlastnost umožnila přímé řízení můstku z PWM výstupu mikrokontroléru bez nutnosti zvyšovat napětí.



Obr. 19 Blokové schéma H-můstku L6203. Převzato z [12]

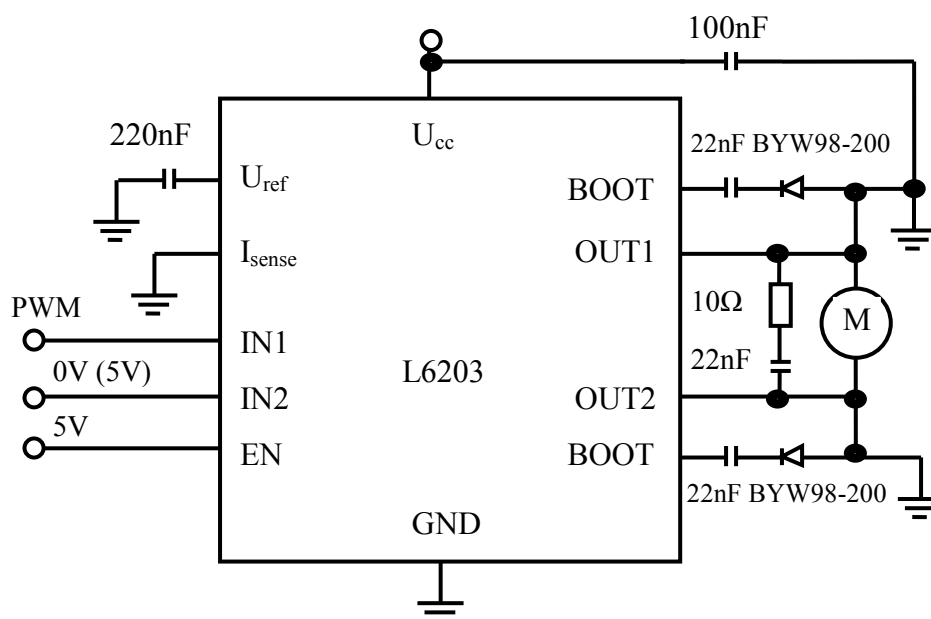
Můstek je vybaven vývodem pro měření nadproudu. V případě že není použit, musí být připojen k zemi. V dostupných aplikačních poznámkách výrobce uvádí kompletní postup pro ochranu vůči zkratu zátěže, zkratu proti zemi i zkratu proti napájecímu zdroji.



Obr. 20 Doporučené zapojení pro ochranu proti zkratu[12]

Udávaná ochrana pracuje při napětí do 40V a odběru do 3A. Obvod je po detekci zkratového proudu odpojen a je potřeba jej resetovat odpojením a opětovným připojením napájení.

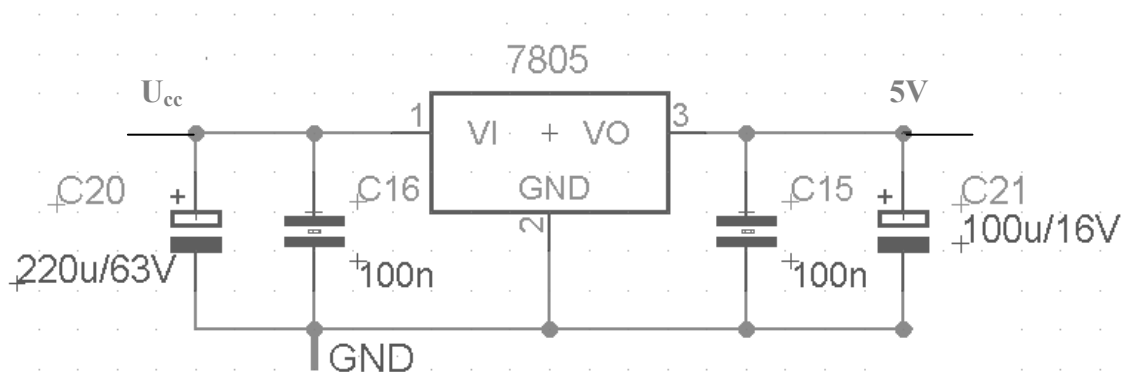
Protože byl kladen maximální důraz na účinnost a na obou měřicích rezistorech by po celou dobu provozu docházelo k výkonové ztrátě, nebyla žádná z ochran H-můstku použita. Výsledné schéma zapojení ukazuje následující obrázek.



Obr. 21 Použité zapojení obvodu L6203

4.4.6. Pomocné napájecí zdroje a chlazení

Výkonová část měniče je dimenzovaná na napětí 52, respektive 63V. Proto při připojení 24V vstupního napětí i následném zvýšení na 48V bude pracovat bez problémů. U řídicí části je tomu však jinak. Jak již bylo výše zmíněno, budič tranzistoru zvyšujícího měniče pracuje s napájecím napětím 15V. Samotný mikrokontrolér pracuje s napájením 5V. Mikrokontrolér je rovněž nejcitlivější na změny v napájecím napětí a proto je jeho napájení ošetřeno čtveřicí kondenzátorů dle obr. 22 Tyto napětí by měly být pro správnou funkci napájených obvodů co nejstabilnější. Pro odvození patřičných napětí od napájecího napětí 24V, byly použity standardní stabilizátory napětí řady 78xx. Jejich výhodou je poměrně nízká cena, minimum externích komponent potřebných pro jejich funkci, ovšem za cenu nízké účinnosti.



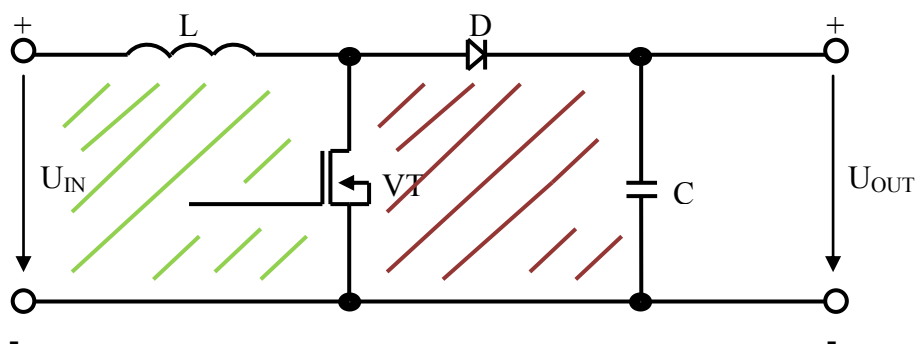
Obr. 22 Ošetření napájení procesoru

Pro potřeby nuceného chlazení ventilátorem je na desce osazen 12V stabilizátor 7812 napájející 12V ventilátor o rozměrech 120x120mm. Tento ventilátor odebírá při maximálním napětí cca 150mA a stabilizátor 7812 s dovoleným proudovým odběrem 1,5A plně vyhoví. Nucené chlazení je nezbytné, protože integrovaný H-můstek bude provozován až k hranici své výkonnosti a po uzavření desky do šasi přístroje, by pasivní chlazení nebylo dostatečné.

Stejně jako stabilizátor napětí pro budič zvyšujícího měniče je i tento stabilizátor doplněn na vstupu i výstupu keramickým 100nF kondenzátorem.

4.5. Návrh desky plošného spoje

Při návrhu zdroje se spínanou indukčností je potřeba zajistit co nejmenší plochu smyček mezi indukčností, tranzistorem, diodou a výstupním kondenzátorem viz obr. 23. Je to proto, že tyto smyčky jsou zdrojem rušení a napěťových špiček a pokud je potlačení jejich vzniku věnována malá pozornost, jejich další odfiltrování je pak složité. Limitujícím faktorem jsou v tomto smyslu fyzické rozměry pouzder jednotlivých komponent a rovněž i chladiče k nim upevněné.



Obr. 23 Plochy ovlivňující velikost napěťových špiček

4.5.1. Výstupní, blokovací a filtrační kondenzátory

Jelikož budou pro napájení použity akumulátory a bude z nich odebírán pulzní proud, je vhodné vybavit vstupní část měniče kondenzátorem o dostatečné kapacitě. Další problém tvoří pulzní zatěžování výstupního kondenzátoru. Tento kondenzátor musí být vybrán s ohledem na pulzní provoz a měl by mít co nejmenší ekvivalentní sériový odpor ESR. Aby byla hodnota ESR co nejnižší, doporučuje se řadit více kondenzátorů menších hodnot paralelně k sobě. Kapacita se pak sečte, zatímco odpor je snížen. Na výstupu zvyšujícího měniče jsou proto dva kondenzátory pro pulzní provoz do 100kHz, každý o kapacitě 1mF a dovoleném napětí 63V.

Paralelně k těmto kondenzátorům je pak připojen filtrační 100nF kondenzátor pro odstranění napěťových špiček. Blokovací 100nF kondenzátory jsou pak připojeny proti zemi na přívodu napájecího napětí k H-můstku, budiči IR2121 i mikrokontroléru.

4.5.2. Měření vstupního a výstupního napětí zvyšujícího měniče

Pro potřeby regulace výstupního napětí a ochranu napájecích akumulátorů před vybitím je potřeba snímat napětí vstupu i výstupu. Pro tyto účely byl využit analogový vstup mikrokontroléru. Měřené napětí je přes dělič 10:1 tvořený 100kΩ rezistorem a 25kΩ trimrem přiváděno na vstup mikrokontroléru.

Vstupní napětí

Vstupní napětí je programově hlídáno a při snížení vstupního napětí pod cca 20,8V, tedy 2,08 na vstupu mikrokontroléru, je na displeji zobrazena hláška „VYB“. Po vzestupu napětí nad 21,2V se na displeji objeví „OK“. Pro možnost používat měnič i pro nižší napětí není odpojen PWM výstup. V kódu mikrokontroléru je však v komentáři zapsán příkaz, který po odstranění symbolu komentáře zajistí odpojení můstku.

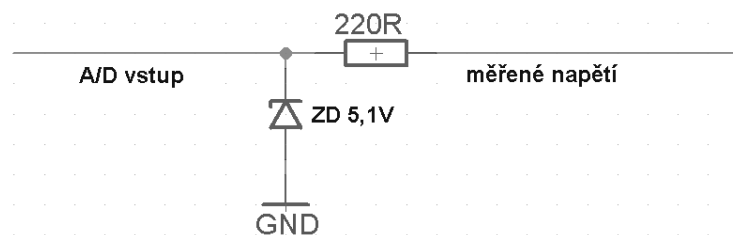
Výstupní napětí

Velikost výstupního napětí je rovněž snímána přes odporový dělič 10:1. Žádaná hodnota je 48V, tedy 4,8V na vstupu mikrokontroléru. Regulace napětí probíhá pomocí přerušovací smyčky na frekvenci 1kHz. Tato frekvence byla zvolena s ohledem na fakt, že vyčítání z A/D převodníků trvá podle údajů uváděných výrobcem přibližně 100us. Protože jsou vyčítána dvě napětí, je minimální doba přerušovací smyčky větší než 200us. U tohoto typu mikrokontroléru není možné přesně nastavit přerušovací frekvenci ale pouze využít přednastavených hodnot. Další přerušovací frekvence je 3,9 kHz, čemuž odpovídá čas na vykonání programu přibližně 130us, což nestačí.

Ochrana vstupů mikrokontroléru proti přepětí

Jelikož mikrokontrolér pracuje s nízkým napájecím napětím 5V a jeho vstupy jsou dimenzovány právě na toto napětí, je potřeba chránit všechny používané vstupy proti přepětí.

Princip ochrany spočívá v použití Zenerovy diody na 5,1V zapojené k zemi. Pracovní bod této diody je nastaven rezistorem 220Ω viz obr. 24.



Obr. 24 Ochrana A/D vstupů proti přepětí

4.5.3. Metoda regulace napětí zvyšujícího měniče

Samotná regulace probíhá dvouhodnotově porovnáváním změřeného napětí s napětím zadáním ve formě horní a dolní meze. Pokud je překročena horní mez, je snížena střída o 3%. Pokud je snímané napětí nižší než dolní mez, je střída navyšována v kroku po 1%.

Protože jsou převodníky 10ti bitové a maximální dovolená hodnota vstupního napětí na nich je 5V, je výpočet zadávaných mezí následující:

Nejprve je potřeba určit rozlišovací schopnost A/D převodníku

$$\Delta U_{A/D} = \frac{U_{vst-max}}{2^{10}} = \frac{5}{1024} = 0,00488V \text{ (V;V)} \quad (15)$$

Pak lze vypočíst horní mez napětí pro zadání do programu jako

$$\check{C}_{hor} = \frac{U_{\check{z}ad}}{0,00488} = \frac{4,81}{0,00488} \cong 986 \quad (-;V) \quad (16)$$

a dolní mez napětí

$$\check{C}_{dol} = \frac{U_{\check{z}ad}}{0,00488} = \frac{4,79}{0,00488} \cong 981$$

4.5.4. Zobrazovací a zadávací rozhraní snižujícího měniče

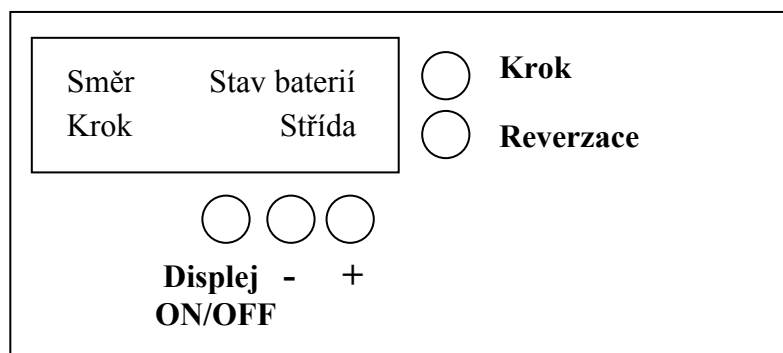
Pro ovládání výstupního napětí, jeho polarity a velikosti slouží čtveřice tlačítek na čelním panelu přístroje. Tyto jsou umístěny na samostatné desce plošného spoje. S hlavní deskou ji spojuje čtveřice konektorů. Velikost střídý je mikrokontroléru zadávána 8mi bitovým číslem. Pro výpočet nejnižšího rozlišitelného kroku platí

$$Krok_{stř} = \frac{100}{256} = 0,392\% \quad (17)$$

Tyto tlačítka mají následující funkce:

- Krok – umožňuje volbu velikosti změny střídý s pevným nastavením 0,392 a 3,92%
- - – tlačítko pro snížení střídý o zvolený krok
- + – tlačítko pro zvýšení střídý o zvolený krok
- Reverzace – způsobí změnu polarity výstupního napětí

Páté tlačítko slouží jako možnost vypnout displej pro snížení spotřeby měniče.



Obr. 25 Funkce tlačítek a zobrazované údaje na čelním panelu

Reverzace

Tlačítko reverzace má specifickou funkci, je-li zátěž tvořena motorem. Po stisknutí tohoto tlačítka dochází k pozvolnému snižování střídavy a tedy i k poklesu napájecího napětí. Tento způsob reverzace se na připojeném DC motoru projeví jako generatorické brzdění.

4.5.5. Ovládání H-můstku

V analýze zadání bylo uvedeno použití H-můstku pro snižující měnič napětí. Velikost výstupního napětí bude zadávána výše uvedeným řídicím rozhraním. Nyní bude proveden rozbor způsobu řízení H-můstku.

Po zapnutí měniče spínačem, je můstek po uběhnutí doby potřebné pro inicializaci mikrokontroléru zapnut logickou 1 na vstupu EN. Vstup IN2 je v logické 0 označující směr otáčení hřídele vlevo. Na vstup IN1 je přiváděn PWM signál o frekvenci 31,25 kHz s nulovou střídou. Jedná se o typ unipolárního řízení, kdy je na zátěži střídavě napájecí a nulové napětí.

Problém nastane při požadavku na změnu směru. To způsobí, že na vstup IN2 je přivedena logická úroveň 1. Tato změna se projeví posunutím celého PWM signálu o napájecí napětí. Posun PWM má za následek, že dosavadní střída PWM 0% nyní odpovídá 100%. Proto je potřeba programově ošetřit invertování programové hodnoty PWM. Kód zajišťující invertování je okomentován v příloze.

4.6. Programování mikrokontroléru

Pro programování mikrokontroléru přímo v měniči, je na desce vyveden šesti vývodový konektor. Před zahájením programování je potřeba odpojit měnič od napájení a vyjmout propojku spojující první dva vývody na konektoru. Programování je možné pomocí přenosného počítače s USB portem a programátorem firmy Snail instruments Arduino Duemilanove. Ten je

možno zakoupit na internetu. Z internetu je rovněž možno stáhnout programovací software Arduino. Na internetu je k tomuto mikrokontroléru i série ukázkových příkladů.

4.7. Shrnutí vlastností měniče

V přístroji se nacházejí měniče dva. Pro bezpečné připojení vstupního napětí, je měnič vybaven přepínačem pro odpojení napájení. Na vstupu je umístěn pojistkový držák pro válcové pojistky. Ten je umístěn tak, aby při oživování bylo možno vytažením pojistky odpojit napájení výkonové části. Doporučeno je použít rychlou 4A nebo 5A pojistku. Následuje vstupní kondenzátor sloužící k pokrytí špičkových odběrů akumulací indukčnosti. Za tímto kondenzátorem je zvyšující měnič s akumulací tlumivkou zvyšující napětí z vstupních 24V na výstupních 48V. Měnič může pracovat s vstupním napětím větším než 17V. Při poklesu vstupního napětí pod tuto mez, již není zaručena funkce stabilizátoru 7815 a tím pádem i budiče jím napájeného. Při vstupním napětí 24V je měnič schopen dodat do zátěže více než 3A. Aby nemohlo dojít k trvalému sepnutí tranzistoru zvyšujícího měniče, je v programu omezena maximální střída na hodnotu 160, což odpovídá cca 62,5%.

Zvyšující měnič nabíjí výstupní 1mF kondenzátor. V blízkosti tohoto kondenzátoru je umístěn 100nF keramický kondenzátor sloužící k filtraci napěťových špiček. Dále se zde nachází dvojice sériově řazených 1,5kW transilů. Ty tvoří ochranu H-můstku proti napěťovým špičkám vyšším než 51V. Tato ochrana je nutná, protože druhý měnič má dovolené vstupní napětí maximálně 52V. Tento měnič slouží ke snižování napětí a je tvořen integrovaným H-můstkem.

Oba měniče jsou řízeny mikrokontrolérem ATmega168. Mikrokontrolér se stará o regulaci napětí zvyšujícího měniče na hodnotu 48V. Spínací frekvence obou měničů je 31,25kHz odvozená od frekvence mikrokontroléru 16MHz. Dále jsou do něj přiváděny signály z tlačítek na čelní straně přístroje. Tyto tlačítka slouží pro nastavování polarity a velikosti výstupního napětí.

Zvolená frekvence regulační smyčky je nízká což se projevuje vyšším zvlněním výstupního napětí při zátěži. Zvlnění je cca $\Delta U_{OUT} \pm 1V$. Řešením by bylo softwarové zrychlení vyčítání A/D převodníku, což má ovšem za následek sníženou přesnost vyčítání. Alternativou je použití externího A/D převodníku. Ten je rychlejší, přesnější ale zvyšuje cenu přístroje.

Přístroj je umístěn v PVC krabici KP10 o rozměrech 149x178x90mm. Tato krabice je určena pro napětí do 50V. Tato velikost byla vybrána s ohledem na použití ventilátoru pro chlazení součástek. Ten má rozměry 120x120x25mm a je umístěn na horní straně přístroje. Je napájen samostatným stabilizátorem 7812. Ventilátor je možno pro snížení vlastní spotřeby měniče vypnout pomocí přepínače na horní straně přístroje, nicméně pro zajištění správného chlazení to nedoporučuji.

Na čelním panelu se nachází displej a pětice tlačítek umožňující ovládání výstupního napětí a polarity měniče. Displej i tlačítka jsou upevněna na samostatné desce plošného spoje a s měniči na hlavní desce komunikuje pomocí čtveřice konektorů. Dva 3vývodové slouží pro

připojení displeje k mikrokontroléru, jeden 2vývodový pro 5V napájení displeje a obvodu 74LS14 ošetřujícího zákmity tlačítek a jeden 4vývodový pro přenos signálu ze stisknutého tlačítka na vstup mikrokontroléru.

5. Výpočet ztrát

5.1. Výpočet ztrát na výkonovém tranzistoru

Ztráty na výkonových tranzistorech jsou dvojího druhu. Ztráty vedením závisí hlavně na hodnotě statického odporu $R_{DS(ON)}$ a vypočítají se podle

$$P_{ved} = 2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot I_{DMAX}^2 \quad (W; \Omega; A) \quad (18)$$

kde

P_{ved} - ztrátový výkon na tranzistoru vzniklý vedením

I_{DMAX} - maximální proud tekoucí elektrodou „drain“

$R_{DS(ON)}$ - statický odpor mezi elektrodami „drain-source“ v sepnutém stavu.

Udávaná hodnota odporu $R_{DS(ON)}$ je silně teplotně závislá a katalogový údaj se vztahuje pro teplotu čipu $T_J = 25^\circ C$, proto je ve vzorci počítáno s dvojnásobnou hodnotou.

Druhým druhem ztrát jsou ztráty při spínání, které se skládají ze ztrát na hradle tranzistoru, kam je pro sepnutí tranzistoru nutné přivést určitý náboj, a vlastních spínacích ztrát, které vznikají přechodnými jevy při spínání tranzistoru. Ztráty na hradle jsou určeny vzorcem

$$P_{hrad} = Q_G \cdot U_{budi} \cdot f_{spín} \quad (W; C; V; Hz) \quad (19)$$

kde

P_{hrad} - ztrátový výkon na hradle tranzistoru

Q_G - celkový náboj hradla

U_{budi} - výstupní napětí budiče tranzistoru

$f_{spín}$ - spínací frekvence tranzistoru

a vlastní spínací ztráty vzorcem z [1]

$$P_{spín} = \frac{5}{24} \cdot I_D \cdot U_{nap} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_{spín} + \frac{1}{2} C_{oss} \cdot U_{nap}^2 \cdot f_{spín} + \frac{1}{2} Q_{rr} \cdot U_{nap} \cdot f_{spín} \quad (W; A; V; s; Hz; F; V; Hz; C; V; Hz) \quad (20)$$

kde

$P_{spín}$ - ztrátový výkon při spínání tranzistorů

I_D - proud tekoucí elektrodou „drain“

U_{nap} - napájecí napětí výkonových tranzistorů

t_r - doba náběžné hrany proudu I_D při sepnutí tranzistoru

t_f - doba sestupné hrany proudu I_D při rozepnutí tranzistoru

$f_{spín}$ - spínací frekvence tranzistoru

C_{OSS} - výstupní kapacita tranzistoru

Q_{rr} - komutační náboj integrované diody tranzistoru MOSFET.

Celkové ztráty jsou potom součtem všech těchto ztrát.

$$P_{celk} = P_{ved} + P_{hrad} + P_{spín} \quad (W; W; W; W) \quad (21)$$

Ztráty vedením

$$P_{ved} = 2 \cdot 0,044 \cdot 5^2 = 2,2W$$

Ztráty v obvodu hradla

$$P_{hrad} = 42 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 31250 = 0,02W$$

Ztráty spínáním

$$P_{spín} = \frac{5}{24} \cdot 5 \cdot 15 \cdot (57 + 40) \cdot 10^{-9} \cdot 31250 + \frac{1}{2} \cdot 295 \cdot 10^{-12} \cdot 24^2 \cdot 31250 + \\ + \frac{1}{2} \cdot 400 \cdot 10^{-9} \cdot 15 \cdot 31250 = 0,22W$$

Celkové ztráty

$$P_{celk} = 2,2 + 0,02 + 0,22 = 2,44W$$

Teplota čipu a výpočet chladiče

Teplota okolí 45 °C byla zvolena jako nejhorší stav pro zajištění maximální spolehlivosti.

Výpočet teploty přechodu

$$T_j = T_O + R_{THJA} \cdot P_{celk} = 45 + 62 \cdot 2,44 = 196,28^\circ C \quad (^\circ C; ^\circ C; K/W; \Omega; W) \quad (22)$$

Vypočtená teplota překračuje maximální dovolenou teplotu udávanou výrobcem a je tedy potřeba použít chladič. Celkový tepelný odpor je určen vztahem

$$R_{TH} = \frac{T_j - T_O}{P_{celk}} = \frac{125 - 45}{2,44} = 32,78 K/W \quad (K/W; ^\circ C; ^\circ C; W) \quad (23)$$

kde

R_{TH} - celkový tepelný odpor

T_j - teplota čipu

T_O - teplota okolí

maximální možný tepelný odpor chladiče je pak určen vztahem

$$R_{THJC} = R_{THCH} - R_{THJC} = 32,78 - 1,25 = 31,53 K/W \quad (K/W; K/W; K/W) \quad (24)$$

kde

R_{THCH} - tepelný odpor chladiče

R_{TH} - celkový tepelný odpor

R_{THJC} - tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem

Chladič s touto hodnotou tepelného odporu zajistí, aby teplota přechodu byla maximálně 125°C při teplotě okolí 45°C. Pro dosažení vyšší životnosti je vhodné udržovat provozní teplotu na nižší úrovni, a proto byl použit chladič V4330N s tepelným odporem 15 K/W.

5.2. Výpočet ztrát pro obvod L6203

Pro určení parametrů chlazení je nutné spočítat ztrátový výkon za provozu můstku. Podobně jako u samostatných tranzistorů se ztrátový výkon skládá ze ztrát vedením a ztrát spínacích. Ztráty vedením jsou rozděleny na ztráty v sepnutém P_{ON} a ztráty v rozepnutém stavu P_{OFF} .

$$P_{ON} = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 \quad (W; \Omega; A) \quad (25)$$

$$P_{OFF} = U \cdot I_{OFF} \quad (W; V; A) \quad (26)$$

kde

P_{ON} - výkon na spínacím prvku v sepnutém stavu

P_{OFF} - výkon na spínacím prvku ve vypnutém stavu

$R_{DS(ON)}$ - odpor jednoho spínacího prvku v sepnutém stavu

I_S - proud spínacím prvkem v sepnutém stavu

U - na pájecí napětí

I_{OFF} - proud spínacím prvkem ve vypnutém stavu

Tabulka 8 ukazuje vybrané katalogové údaje obvodu L6203

Parametr	Hodnota	Jednotka
$R_{DS(ON)}$	0,3	Ω
I_{OFF}	0,015	A
R_{THJC}	3	K/W

Tab. 8 Katalogové údaje obvodu L6203

$$P_{ON} = 0,3 \cdot 3,5^2 = 3,67W$$

$$P_{OFF} = 48 \cdot 0,015 = 0,72W$$

Ztráty vedením jsou součtem těchto ztrát. Můstek obsahuje 4 tranzistory, z toho vždy dva vedou a dva jsou uzavřeny, výslednou ztrátu vedením je nutné vynásobit dvěma.

$$P_{VED} = 2 \cdot (3,67 + 0,72) = 8,78W$$

Přibližná velikost spínacích ztrát byla určena z grafu v katalogu výrobce. Pro odběr 3,5A při frekvenci 31,25 kHz vychází ztráta cca $P_{SPÍN} = 12W$.

Celkový ztrátový výkon můstku je součtem ztrát vedením a spínacích ztrát.

$$P_{CELK} = P_{VED} + P_{SPÍN} = 20,78W$$

Výpočet chladiče je stejný jako u chladiče tranzistoru:

$$R_{TH} = \frac{T_J - T_O}{P_{celk}} = \frac{125 - 45}{20,78} = 3,85 K/W$$

Maximální možný tepelný odpor chladiče je pak určen vztahem

$$R_{THJC} = R_{THCH} - R_{THJC} = 3,85 - 3 = 0,85 K/W$$

Takto nízký tepelný odpor by vyžadoval použití objemného a drahého chladiče. Proto je použit chladič V4330K s tepelným odporem 10K/W a nucené chlazení.

5.3. Výpočet ztrát diody

Pro výpočet ztrát diody byl uvažován pilový průběh proudu. Z katalogového listu výrobce byla odečtena hodnota prahového napětí $U_{TO} = 0,8V$ a diferenciální odpor $r_d = 0,16\Omega$. Ztrátový výkon na diodě je počítán podle

$$P_{DFAV} = U_{TO} \cdot I_{FAV} + r_d \cdot I_{FRMS}^2 \quad (W; V; A; \Omega; A) \quad (27)$$

Proud I_{FRMS} je uvažován jako pilovitý a je vypočten jako

$$I_{FRMS} = \frac{I_{MAX}}{\sqrt{3}} = \frac{5}{\sqrt{3}} = 2,88A \quad (28)$$

Dosazením do výše uvedené rovnice

$$P_{DFAV} = 0,8 \cdot 4 + 0,16 \cdot 2,88 = 4,53W$$

Výpočet chladiče

$$R_{TH} = \frac{T_J - T_O}{P_{celk}} = \frac{125 - 45}{4,53} = 17,66 K/W$$

Maximální možný tepelný odpor chladiče je pak určen vztahem

$$R_{THJC} = R_{THCH} - R_{THJC} = 17,66 - 1,2 = 16,44 K/W$$

Pro chlazení diody byl použit chladič V4330K s tepelným odporem 10 K/W. Tento výpočet je pouze orientační a nezahrnuje spínací a vypínací ztráty.

Dalším zdrojem ztrát v měniči jsou pomocné stabilizátory 5, 12 a 15V. Rovněž vstupní i výstupní kondenzátory, stejně jako akumulární tlumivka budou zdrojem určitých ztrát. Na základě udávaných spotřeb obvodů řídicí části včetně chlazení, lze odhadnout, že jejich spotřeba nepřesáhne 5W. Součtem všech ztrátových výkonů a odhadnuté spotřeby řídicích obvodů lze získat orientační hodnotu účinnosti celého měniče

$$P_{ztrm\ \acute{e}ni\ \acute{c}} = P_{TRANZ} + P_{DIODA} + P_{M\acute{U}STEK} + P_{\acute{R}\acute{I}ZEN\acute{I}} = 2,44 + 4,53 + 20,78 + 5 = 32,75W \quad (29)$$

Protože tyto ztráty byly počítány pro zatížení vyšší než 3A při výstupním napětí 48V je výkon měniče

$$P_{m\acute{e}ni\ \acute{c}} = U \cdot I = 48 \cdot 3 = 144W \quad (30)$$

a účinnost

$$\mu_{m\acute{e}ni\ \acute{c}} = \frac{P_{m\acute{e}ni\ \acute{c}} - P_{ztrm\ \acute{e}ni\ \acute{c}}}{P_{m\acute{e}ni\ \acute{c}}} = \frac{144 - 32,75}{144} \cdot 100 = 77,25\% \quad (31)$$

6. Závěr

Cílem této práce bylo shrnutí metod řízení elektrických pohonů malého výkonu. Druhým bodem zadání byl rozbor vlastností a oblastí použití integrovaných H-můstků. Poslední bod zadání byl návrh a realizace zvyšujícího měniče pro čtyřkvadrantový provoz stejnosměrného motoru.

Teoretická část rozvádí metody řízení stejnosměrných pohonů se zpětnou vazbou ze snímačů otáček a bezsenzorovou zpětnou vazbou. Shrnuje vlastnosti moderních stejnosměrných a bezkartáčových motorků malého výkonu a způsoby jejich řízení. Dále jsou zmíněny výhody spínaných DC/DC měničů nad spojitými, popsány výkonové parametry integrovaných koncových stupňů, popis činnosti vybraných obvodů, popis integrovaných ochran těchto obvodů a možnosti realizace pohonu s vybranými integrovanými stupni.

V praktické části je proveden rozbor zadaných parametrů zdroje a prvotní nástin řešení. Zdroj se skládá ze dvou měničů. Zvyšujícího měniče, který zvedá vstupní napětí 24V na hodnotu 48V, a snižujícího měniče realizovaného integrovaným H-můstkem L6203, který umožňuje nastavování polarit i velikosti výstupního napětí. Touto koncepcí je umožněno provozování motoru jako zátěže v obou směrech otáčení i v brzděném režimu.

Následuje rozpis vlivu spínacího kmitočtu na parametry zdroje, výpočty akumulární tlumivky, orientační výpočty průchodících proudů a následná volba tranzistoru. Dále je popsána řídicí část realizovaná mikrokontrolérem ATmega168, metoda řízení obou měničů, postup snímání napětí, provedení komunikačního a zobrazovacího rozhraní a ošetření nízkého vstupního napětí. Práce pokračuje pasáží věnované výpočtu ztrát na zvyšujícím měniči, diodě a integrovaném můstku L6203 a použitému chlazení pasivními chladiči spolu s ventilátorem.

Měnič je plně funkční, ovšem vlivem použité řídicí struktury nemá nejlepší regulační vlastnosti. Omezení daná především nutností využívat pevně přednastavených frekvencí přerušení i spínání a dlouhá doba vyčítání A/D převodníku negativně ovlivňují zvlnění výstupního napětí při zatížení. To pak dosahuje rozkmitu cca $\pm 1\text{V}$ okolo požadované hodnoty 48V. Žádaný trvalý proudový odběr 3A je umožněn. Řešením problému regulace by bylo použití jiného typu mikrokontroléru s možností lepšího nastavení časování nebo použití externího A/D převodníku, který by zrychlil vyčítání regulovaných hodnot, a celá regulační smyčka by se tak mohla zrychlit.

7. Použitá literatura

- [1] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*, BEN - technická literatura, Praha 2008, 200s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [2] *Od analogového k číslicovému řízení malých motorů* [online]. 2005 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://www.uzimex.cz/soubory/20050901_au_2005-08_09.pdf
- [3] *Rotační inkrementální snímače polohy* [online]. 2008 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=30393
- [4] *REGULAČNÍ VLASTNOSTI ELEKTRICKÝCH POHONŮ A VÝKONOVÝCH ČLENŮ* [online]. 2008 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://robotika.yweb.sk/skola/Krokove%20motory/elektricke%20pohony.pdf>
- [5] *KONSTRUKCE MODELÁŘSKÉHO ELEKTROMOTORU* [online]. 2010 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://theses.cz/id/38nuxj/downloadPraceContent_adipIdno_6618
- [6] *MALÉ STEJNOSMĚRNÉ MOTORY MAXON Verze 1.1* [online]. 2002 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://www.uzimex.cz/soubory/20070103_maxon_serial.pdf
- [7] *Řídící jednotka Maxon LSC 30/2* [online]. 2002 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://www.uzimex.cz/soubory/20050608_250521_cz.pdf
- [8] *EC motor* [online]. 2005 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://jaja.kn.vutbr.cz/~huzlik/EC%20motor.pdf>
- [9] *Diplomová práce Quadrotor - dálkové řízení* [online]. 2011 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: https://support.dce.felk.cvut.cz/mediawiki/images/a/a6/Dp_2011_dusek_miroslav.pdf
- [10] *5-A H-Bridge for DC-Motor Applications* [online]. 1999 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/infineon/1-tle5206.pdf>
- [11] *3-Phase Full-Wave PWM Driver for Sensorless DC Motors* [online]. 2008 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: http://www.glyn.com/data/glyn/media/doc/TB6588FG_E_P20_080424.pdf
- [12] *L6203 DMOS FULL BRIDGE DRIVER* [online]. 1997 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/1373.pdf>

8. Seznam příloh

Příloha A	Seznam součástek
Příloha B	Kontrolní měření a vybrané průběhy
Příloha C	Osazovací plán DPS
Příloha D	Schéma zapojení
Příloha E	Program pro mikrokontrolér
Příloha F	CD s elektronickou verzí diplomové práce, zdrojovými kódy, schémata a návrhy DPS v Eaglu